



# Caractérisation de l'intensité d'un faisceau d'ions lourds par mesure de sa composante électromagnétique haute fréquence

Christophe Mariette

## ► To cite this version:

Christophe Mariette. Caractérisation de l'intensité d'un faisceau d'ions lourds par mesure de sa composante électromagnétique haute fréquence. Physique des accélérateurs [physics.acc-ph]. Conservatoire national des arts et métiers - CNAM, 2002. Français. NNT: . tel-00002977

**HAL Id: tel-00002977**

**<https://theses.hal.science/tel-00002977>**

Submitted on 11 Jun 2003

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

CENTRE REGIONAL ASSOCIE DE CAEN

---

## MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le **DIPLOME D'INGENIEUR C.N.A.M.**

en

**Instrumentation – Mesure**

par

Christophe MARIETTE

---

**Caractérisation de l'intensité d'un faisceau d'ions lourds par  
mesure de sa composante électromagnétique haute fréquence.**

Soutenu le 24 / 10 / 2002

Directeur de mémoire : M. Eric PETIT

---

## JURY

**PRESIDENT : M. JUNCAR**

**MEMBRES : MM Philippe DUJARDIN  
Eric PETIT  
Christophe JAMET**

**Joël TILLIER  
Michel TRIPON**



CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

CENTRE REGIONAL ASSOCIE DE CAEN

---

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le **DIPLOME D'INGENIEUR C.N.A.M.**

en

**Instrumentation – Mesure**

par

Christophe MARIETTE

---

**Caractérisation de l'intensité d'un faisceau d'ions lourds par  
mesure de sa composante électromagnétique haute fréquence.**

---

Les travaux relatifs au présent mémoire ont été réalisés au Grand Accélérateur  
National d'Ions Lourds de Caen sous la direction de M. Dominique GOUTTE.

## **REMERCIEMENTS**

Je remercie tout particulièrement mon directeur de mémoire M. Eric PETIT pour sa compétence et sa disponibilité, en qualité de chef du secteur des accélérateurs.

J'exprime toute ma reconnaissance à M Philippe DUJARDIN qui, en qualité de responsable de la filière Instrumentation – Mesure du CNAM de Caen, a toujours été présent. M DUJARDIN a su également me donner les conseils indispensables à la réussite d'un tel travail.

Un grand merci à monsieur le président du jury professeur JUNCAR ainsi qu'aux membres de ce jury MM Eric PETIT, Christophe JAMET, Joël TILLIER et Michel TRIPON.

Je n'oublie pas MM Bertrand JACQUOT et Alain SAVALLE pour leurs explications sur la théorie des faisceaux.

Toute ma sympathie est destinée à mes collègues du groupe électronique machine du GANIL qui m'ont apporté leur aide.

Le bureau d'études ainsi que le groupe mécanique du secteur support technique ont su m'apporter leur compétence indispensable pour le bon déroulement de ce projet.

Je dédie toute ma gratitude à tous mes collègues opérateurs du GANIL qui, tout au long de ce mémoire et du cursus CNAM en général, ont su m'apporter leur soutien fort précieux. Notamment, MM Christian LEBOUCHER, Franck REGNAULT, Patrice TOUSSAINT et Jean-Luc VARLET qui ont accepté mes absences pour suivre les cours, me laissant ainsi libre de passer les épreuves du CNAM.

Merci enfin à Nathalie pour sa patience incontestable, et pour qui le mot "mémoire" restera gravé à jamais.

# SOMMAIRE

INTRODUCTION	3
CHAPITRE I	6
<u>CHAPITRE I - PRESENTATION GENERALE</u>	7
I-1. Le GANIL	7
a- Historique et missions.	7
b- Domaines de recherche.	8
c- La machine	10
d- Les salles d'expériences.	12
I-2. Présentation du projet TI-HF	14
a- Situation actuelle	14
b- Etude préliminaire	15
c- Situation du projet	16
d- Objectifs du projet	16
e- Suites prévues	17
f- Organisation documentaire	17
g- Organisation du travail	17
h- Budget	19
I-3. Description des éléments techniques du projet	20
a- Le signal à mesurer	20
b- Le capteur	22
c- Les contraintes techniques	24
d- Le traitement du signal	26
e- Bruit dans le capteur et la chaîne de pré-amplification	31
f- Chaîne d'étalonnage	35
CHAPITRE II	38
<u>CHAPITRE II - LE CAPTEUR ET SA MECANIQUE</u>	39
II-1. Le TI-HF	39
a- Le modèle	39
b- Fonction de transfert	40
c- Déformation du signal modélisé due aux imperfections du capteur	41
d- Erreur de mesure due au capteur	45
e- Le modèle modifié	46
II-2. Sa mécanique	47
a- Installation du TI-HF dans le tube faisceau	47
b- Installation du TI-HF dans une boîte étanche	49
c- L'environnement du TI-HF	52

CHAPITRE III	57
<u>CHAPITRE III - LA CHAÎNE DE MESURE</u>	58
III-1. Pré-amplification .....	59
a- Bruit du milieu .....	60
b- Choix des amplificateurs.....	61
c- Point de compression à 1dB .....	62
d- Points d'intermodulation.....	64
e- Paramètres S .....	68
f- Commutation des gains .....	69
III-2. Transposition de fréquence .....	73
a- Le mélangeur.....	73
b- Le multiplieur .....	80
c- Choix du composant transpositeur (mélangeur ou multiplieur ).....	85
d- Générateur de signal carré $F_{\text{Macine}}-f_0$ .....	86
e- Filtrage .....	89
III-3. Traitement du signal .....	90
a- Détection d'amplitude.....	90
b- Amplification fin de chaîne.....	91
CHAPITRE IV	93
<u>CHAPITRE IV - RÉSULTATS ET PERFORMANCES</u>	94
IV-1. La chaîne mesure .....	94
a- Le capteur .....	94
b- La pré-amplification commutée .....	95
c- La transposition de fréquence .....	97
d- La détection d'amplitude .....	100
e- L'amplification fin de chaîne.....	101
f- Performances de la chaîne complète .....	103
IV-2. La chaîne d'étalonnage.....	105
a- La spire d'étalonnage.....	105
b- Le signal d'étalonnage .....	105
CONCLUSION	106
LISTE DES FIGURES, DES TABLEAUX ET DES MONTAGES	108
ANNEXES	111
REFERENCES	147

# INTRODUCTION

Depuis les premières expériences, le GANIL (Grand Accélérateur National d'Ions Lourds) nécessite plusieurs jours de démarrage. Cet équipement de recherche fonctionne pendant plusieurs périodes de six à neuf semaines réparties dans l'année.

Pendant ces semaines de production d'ions lourds, le faisceau est surveillé 24h/24h, sans perturber les expériences de physique en cours. Le faisceau ne doit en aucun cas être interrompu ou modifié.

Cette surveillance est assurée par un capteur non – interceptif, mesurant l'intensité moyenne du faisceau. Cette intensité est mesurée par un transformateur d'intensité basse fréquence (TI-BF). Le premier transformateur fût installé en 1983. Ce capteur répond aux mêmes lois physiques qu'un transformateur classique à deux enroulements. L'enroulement primaire correspond au faisceau d'ions, traversant le transformateur torique. Le secondaire est tout simplement la bobine mesurant le faisceau. Ce capteur mesure ainsi la composante magnétique du faisceau. Liée à une réalisation artisanale et aux propriétés du noyau (tore), sa bande passante atteint difficilement les 10 KHz.

Selon leur énergie, les ions sont accélérés à une fréquence comprise entre 7 et 14 MHz. Ce TI-BF est donc incapable de mesurer les ions à ces fréquences.

Une modulation du faisceau en basse fréquence (530Hz) a permis de résoudre ce problème de fonctionnement du TI-BF. Cette modulation est obtenue à l'aide d'un "hacheur" installé sur la machine dès la sortie de la source d'ions. Cet équipement coupe le faisceau pendant 1/11 de la période à la fréquence de 530Hz. Mais cette modulation génère une perte de 9% (1/11) sur l'intensité moyenne du faisceau. Cette perte est un inconvénient pour les physiciens.



De plus, la résolution de ce capteur ne permet pas de mesurer des petites intensités. L'opérateur<sup>1</sup> est contraint d'utiliser une cage de Faraday, plus sensible dans la mesure de faibles intensités. Mais une cage de Faraday coupe le faisceau lors d'une mesure d'intensité. Il devient alors difficile de surveiller la présence du faisceau.

Le nouveau projet THI (Transport des Hautes Intensités) nécessite une surveillance accrue du faisceau. Les puissances de faisceau prévues passent de 400 W à 6 KW. Une telle puissance peut engendrer une détérioration matérielle. Le système de surveillance dédié à la sécurité doit réagir instantanément en cas de perte de faisceau. Tous les équipements liés à cette action doivent avoir un faible temps de réponse.

Pour résoudre les problèmes cités, un projet a été lancé selon les exigences suivantes :

- Mesure de l'intensité faisceau  $I_F$  moyenne jusqu'à 100 $\mu$ A avec une incertitude relative ( < 1% ).
- Résolution de 1nA dans les faibles intensités faisceau.
- Suppression des 9% de pertes sur l'intensité faisceau moyenne.
- Temps de réponse faible.

La responsabilité de ce projet m'a été confiée. Au préalable, une étude comparative a été réalisée dans le cadre d'un sujet de thèse. Cette étude a permis de déterminer le type de capteur retenu pour ce projet. Fondé sur l'utilisation d'un transformateur d'intensité haute fréquence (TI- HF), ce travail consiste à développer la boîte mécanique recevant le capteur, l'électronique de mesure associée, ainsi que l'électronique d'étalonnage.

L'objectif à terme étant de remplacer le parc des TI-BF par des TI-HF. Chaque système installé sera connecté à un étalon de mesure.

---

<sup>1</sup> Technicien de réglage et de surveillance des accélérateurs, travaillant en 3x8, week-end et jours fériés.

Ce mémoire est rédigé en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente le TI – HF. Le capteur, son insertion dans la ligne de faisceau et les modifications mécaniques liées à la chaîne d'étalonnage sont développés dans le deuxième chapitre. L'étude et le développement de l'électronique de mesure et de l'électronique d'étalonnage feront l'objet du troisième chapitre. Enfin, le quatrième chapitre révèle les résultats obtenus.

Dans la conclusion, une comparaison est effectuée entre les résultats attendus et les résultats obtenus. Une réflexion sur une évolution possible de ce système complet est initiée.

# CHAPITRE I

## PRESENTATION GENERALE

*En première partie, le chapitre I-1 propose une présentation du GANIL avec une explication succincte du fonctionnement de la machine.*

*La deuxième partie est la présentation du projet. Les principaux éléments définissant ce projet sont décrits par le cahier des charges fonctionnel qui est présenté dans le chapitre I-2 "Le projet TI-HF".*

*La troisième partie reflète les grandes lignes du cahier des charges techniques en réponse au cahier des charges fonctionnel. Cette partie présente le signal à mesurer, le capteur utilisé, le traitement du signal choisi, le bruit dans le capteur et la chaîne de pré-amplification. Le signal à mesurer est l'intensité du faisceau d'ions. La chaîne d'étalonnage conclut cette partie.*

## **I-1.    Le GANIL**

### **a-   Historique et missions.**

En 1973, le projet de construction d'un laboratoire de recherche est lancé sous le nom de Grand Accélérateur National d'Ions Lourds.

Le 14 juin 1974, M Michel d'Ornano est nommé ministre de l'industrie et de la recherche. Il propose au gouvernement la construction du GANIL à Caen. Dès 1975 la décision est prise, le GANIL sera installé à Caen.

En 1976, un GIE (Groupement d'Intérêt Economique) est créé. Il est géré conjointement par le CEA (Commissariat à l'Energie Atomique) et le CNRS (Centre National de Recherche Scientifique).

La première expérience de physique au GANIL voit le jour en 1983 avec un faisceau d'Argon. En 1993, le CEA, le CNRS et la région Basse-Normandie s'associent pour soutenir le projet SPIRAL (Source de Production d'Ions Radioactifs Accélérés en Ligne). En 1994, le GANIL obtient le label "Grande Installation Européenne", elle a tout d'une grande, cette machine. En 2001, premier faisceau d'ions secondaires avec SPIRAL. Le GANIL est désormais la première installation au monde à délivrer des faisceaux d'ions exotiques dans les gammes d'énergie de 2 à 25 MeV par nucléon.[1]

Les ions exotiques n'existent pas à l'état naturel. Ils sont créés par réaction nucléaire entre les ions d'un premier faisceau stable et une cible de matière. La probabilité de réaliser un tel événement est tellement faible qu'il faut plus d'un million d'ions incidents pour le créer. Le faisceau primaire doit être très intense.

Les projets THI et SPIRAL portent respectivement sur la production de faisceau primaire très intense et la production de faisceau d'ions exotiques.

Laboratoire international d'accueil, le GANIL collabore à l'avancée des connaissances dans les domaines de la physique nucléaire, de la physique atomique, de la matière condensée, de l'astrophysique et de la biologie. Il apporte aussi une aide aux industriels.

**b- Domaines de recherche.**

☞ La physique nucléaire

La physique nucléaire est l'étude des noyaux atomiques. Les noyaux sont constitués de nucléons (noms des protons et neutrons). Pour étudier ces noyaux, une méthode consiste à les accélérer et les projeter sur d'autres noyaux. Les interactions entre ces noyaux permettent de remonter à leurs propriétés.

☞ La physique atomique

Les ions multichargés disponible au GANIL, constitués de peu d'électrons, permettent d'étudier des propriétés très particulières des atomes. L'étude du système quantique, noyaux et cortège électronique, par le biais de collisions d'ions, intéresse tout particulièrement la physique atomique.

☞ La matière condensée

La physique de la matière condensée étudie les différents états de la matière : solide, liquide ou amorphe. Les ions accélérés au GANIL sont utilisés pour déposer de l'énergie dans différents types de matériaux.

☞ L'astrophysique

L'étude des noyaux exotiques s'avère très riche en informations dans la compréhension de certains phénomènes cosmiques, notamment la synthèse des différents noyaux constituant notre univers. Les processus fondamentaux de la nucléosynthèse mettent en jeu des réactions nucléaires. Des études réalisées au GANIL ont permis de progresser dans les processus de combustion stellaire.

Le champ d'investigations ouvert à de telles études se trouvera considérablement accru par la disponibilité des faisceaux radioactifs intenses de SPIRAL.

#### ☞ La biologie

Les sciences du vivant s'intéressent également aux ions lourds. L'utilisation de ces derniers permet aux radiobiologistes et aux radiothérapeutes d'étudier les effets de transfert d'énergie des particules à des fins thérapeutiques. L'ionisation créée dans le sillage d'un ion endommage considérablement le matériel biologique. Ce phénomène constitue un grave inconvénient dans l'environnement spatial où il existe un risque élevé d'irradiation. La radiobiologie avec les ions lourds concerne donc aussi les spécialistes de la radioprotection.

#### ☞ Applications industrielles

Les applications industrielles sont prises en charge au GANIL par le service des applications industrielles des faisceaux (SAIF). Des tests de tenue aux rayonnements cosmiques des composants embarqués dans les satellites ont ainsi pu être réalisés par MATRA MARCONI SPACE.

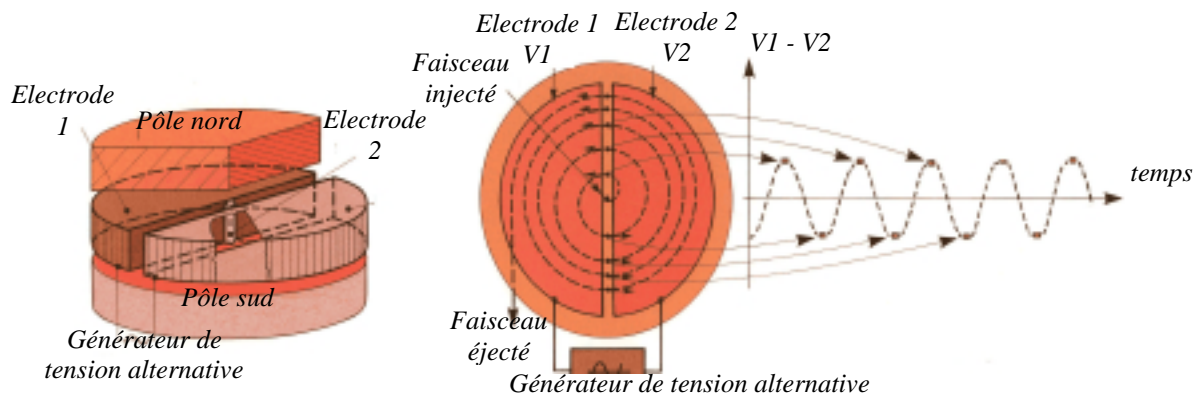
Les laboratoires caennais du pôle d'interaction ion matière ont une volonté forte de participer à la valorisation des résultats de la recherche et aux transferts des technologies de pointe. Parmi ces transferts, il existe le développement de l'instrumentation (électronique). Ces laboratoires sont tous impliqués dans le réseau GRAVIR (Groupe Régional d'Action de Valorisation Industrielle de la Recherche).[2]

Enfin, parmi les activités de physique appliquée exercées au GANIL, il existe l'étude de vieillissement des matériaux utilisés dans l'industrie électronucléaire.



nuages de particules, contenant au plus 200 000 ions. La forme en de la ligne L3 lui confère un rôle de spectromètre à haute résolution en énergie. A la sortie de cet instrument de mesure, le faisceau est dirigé vers les salles d'expériences.

Pour permettre ces trois accélérations successives, les tensions sinusoïdales accélératrices des trois cyclotrons (C01 ou 2, CSS1 et CSS2) sont synchronisées aux paquets d'ions (Figure 2).



**Figure 2 :** Tension accélératrice d'un cyclotron

Pendant que la machine produit des ions avec l'un des deux cyclotrons compacts (C0), l'autre cyclotron compact est préréglé avec un autre faisceau. Le temps de réglage est ainsi optimisé pour le prochain faisceau. Le cyclotron utilisé en production d'ions est alors appelé "C0 Ligne". L'autre cyclotron utilisé en préréglage du faisceau suivant est appelé "C0 Local".

#### Utilisation de l'équipement SISSI : (Figure 1 page 9)

Installé dans la ligne L3, à la sortie du CSS2 où l'énergie du faisceau est maximale, cet équipement permet de produire des ions secondaires. Ces ions sont ensuite guidés jusqu'aux salles d'expériences.

#### Utilisation de l'extension SPIRAL : (Figure 1 page 9)

Lorsque le faisceau est envoyé vers SPIRAL, la ligne L3 se prolonge vers la ligne L4 de SPIRAL. Le faisceau atteint ainsi l'ECS (Ensemble Cible – Source). Il se crée alors des ions secondaires. Ces ions sont accélérés par le cyclotron CIME (Cyclotron Injecteur Moyenne Energie). Ils sont ensuite guidés jusqu'aux salles d'expériences.

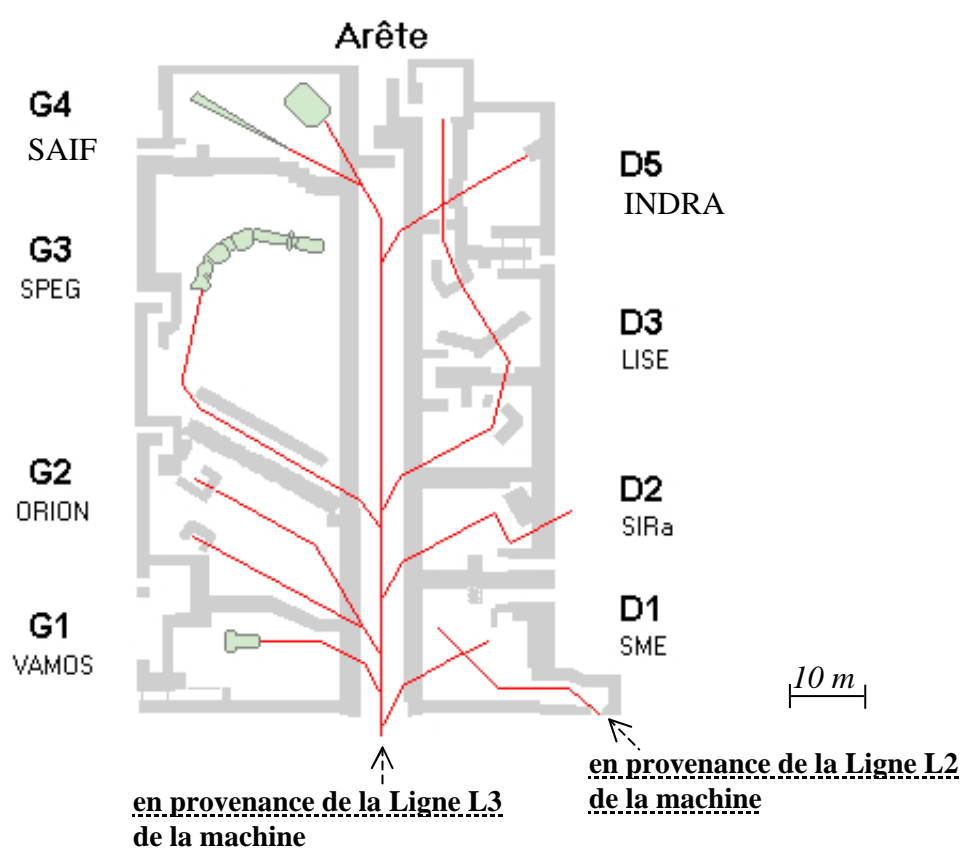


La distance développée parcourue par un ion de la source aux salles d'expériences, est d'environ 10 km.

#### **d- Les salles d'expériences**

Selon le programme des expériences, le faisceau peut être envoyé dans une ou deux salles (Figure 3). Lorsque deux salles reçoivent le faisceau, des dipôles magnétiques permettent de basculer le faisceau d'une salle à l'autre en temps partagé.

Remarque : Chaque salle possède son domaine de recherche.



**Figure 3 : Les salles d'expériences**

La salle SME (Sortie Moyenne Energie) et la salle D1 présentent un grand intérêt pour la physique atomique et la physique de la matière condensée.

La salle D2 est équipée d'un outil particulier : SIRa (Séparateur d'Ions Radioactifs). La séparation d'ions radioactifs intéresse peu de physiciens pour son champ d'application restreint.

Certainement la salle la plus utilisée, D3 ou LISE (Ligne d'Ions Super Épluchés/Exotiques) a deux objectifs principaux, produire et sélectionner soit des ions lourds très épluchés, soit des noyaux radioactifs exotiques. Les ions lourds très épluchés trouvent leur intérêt dans l'étude des interactions ion – électron dans la matière. Tandis que les noyaux radioactifs jouent un rôle fondamental dans la synthèse naturelle des éléments qui a lieu au sein des étoiles.

D5 est la salle intégrant le détecteur INDRA (Identification de Noyaux et Détection à Résolutions Accrues). L'énergie d'excitation maximale que peut supporter un noyau sans se fragmenter est ainsi mesurée.

La salle G1 utilisera le détecteur VAMOS (VARIABLE MOde Spectrometer) en cours d'installation.

Il existe deux lignes de faisceau dans la salle G2. L'une reçoit le détecteur EXOGAM (EXOtique GAMma), spectromètre gamma dédié à la spectroscopie nucléaire, et utilisant un faisceau radioactif de particules exotiques. L'autre ligne héberge le détecteur ORION (ORganic Interceptor Of Neutrons). Cet équipement permet d'étudier les noyaux chauds. C'est un thermomètre pouvant mesurer quelques dizaines de milliards de degrés Celsius.

SPEG (Spectromètre à Perte d'Energie du Ganil) mesure l'énergie d'excitation des noyaux avec précision afin d'étudier entre autre leurs modes de vibration ou de déformation. Il est installé dans la salle G3.

Enfin, la salle G4 est utilisée par le SAIF (Service des Applications Industrielles des Faisceaux). Ce service propose aux industriels de bénéficier d'irradiations avec des ions lourds pour la recherche et le développement de nouveaux produits.

Depuis ses débuts, la recherche sur les ions lourds a fourni de copieux résultats. Aujourd'hui, elle s'oriente vers les ions exotiques. Ces ions difficiles à produire du fait de leur faible probabilité de formation, nécessitent un faisceau plus intense. Ceci implique des

systèmes de sécurité encore plus sensibles et la possibilité de mesurer des intensités faisceau plus fortes.

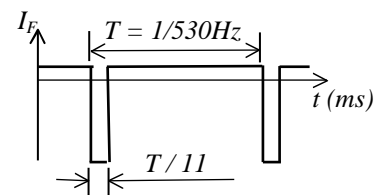
## **I-2. Présentation du projet TI-HF**

Le premier travail a été de réaliser un cahier des charges fonctionnel. J'ai donc rédigé ce document qui a été approuvé par l'assistant projet. J'ai également rédigé un cahier des charges techniques en réponse à ce cahier des charges fonctionnel. Enfin, il a été présenté un plan de développement. Les principaux éléments du cahier des charges fonctionnel définissant ce projet TI-HF sont présentés dans ce chapitre I-2.

### **a- Situation actuelle**

L'opérateur du GANIL utilise, entre autre, comme moyen de mesure d'intensité faisceau ( $I_F$ ), des transformateurs d'intensité basse fréquence (TI-BF). Malheureusement, leur bande passante est limitée à 10KHz. Le faisceau est groupé par paquets d'ions à une fréquence comprise entre 7MHz et 14MHz. L'étroite bande passante de ces TI-BF ne permet pas de mesurer ces paquets d'ions.

Pour adapter la bande passante des TI-BF à la fréquence d'accélération, le faisceau a été modulé à l'aide d'un hacheur. Cet équipement électrostatique génère l'équivalent d'une coupure faisceau en le faisant dévier fortement (Figure 4).



**Figure 4 : Modulation du faisceau**

L'intervalle de temps  $T/11$  correspond à la coupure du faisceau. Cette coupure équivaut à une perte de 9% du faisceau.

L'autre inconvénient de ce TI-BF est sa sensibilité car il est installé en milieu particulièrement bruyé en basse fréquence. Le TI-BF est utilisé pour la surveillance du faisceau. Cette sensibilité au bruit BF perturbe la mesure et le système de sécurité.

L'avantage d'un tel capteur est qu'il est non interceptif. (Cela signifie qu'il n'interrompt pas le faisceau lorsqu'il effectue une mesure). Il permet de donner une valeur de l'intensité du faisceau ( $I_F$ ). Ainsi, il est possible de connaître l'état du faisceau en temps réel.

#### **b- Etude préliminaire**

Réalisée par un étudiant en thèse, une étude préliminaire a permis de déterminer la faisabilité d'une mesure non interceptive de l'intensité faisceau  $I_F$  [3]. Cette étude consistait à comparer deux types de capteurs en vue de développer un système capable de mesurer la composante électromagnétique HF (Haute Fréquence) du faisceau :

- Le premier était une sonde de type capacitive. Elle mesure le champ électrique du faisceau.
- Le second était un transformateur d'intensité haute fréquence (TI-HF). Il détecte le champ magnétique du faisceau.

Selon la ligne de transfert, les ions ont une énergie différente. La mesure de  $I_F$  avec la sonde capacitive est proportionnelle à l'énergie. Ceci est un inconvénient car la chaîne de mesure nécessite d'être étalonnée pour chaque fréquence et pour chaque ligne de transfert.

Les résultats de cette thèse ont démontré que le TI-HF était capable de mesurer l'intensité faisceau contrairement à la sonde capacitive. Ce projet TI-HF est né de ces résultats.

Certaines documentations de composants font référence à la radiofréquence (RF). Le TI-HF travaille dans le domaine des hautes fréquences (HF). Il est intéressant de rappeler le lien entre ces deux domaines fréquentiels (Tableau 1).

<b><i>Radiofréquences</i></b>			
<i>30KHz à 300KHz</i>	<i>300KHz à 3MHz</i>	<i>3MHz à 30MHz</i>	<i>30MHz à 300MHz</i>
<i>Basses Fréquences (BF)</i>	<i>Moyennes Fréquences (MF)</i>	<i>Hautes Fréquences (HF)</i>	<i>Très Hautes Fréquences (THF)</i>

**Tableau 1 : Domaine des ondes électromagnétiques**

### **c- Situation du projet**

Deux autres projets arrivent à terme, THI et SPIRAL. Ils sont destinés respectivement à augmenter l'intensité faisceau et à produire des ions secondaires. Plus l'intensité est élevée, avec une limite à 6KW de faisceau, plus les ions secondaires sont abondants. De même, plus les ions secondaires sont présents, plus la probabilité de réaliser un événement rare est grande. Après avoir configuré la machine en mode THI, ce flux d'ions secondaires est obtenu selon deux méthodes.

- La première consiste à envoyer le faisceau sur la cible de SISSI<sup>6</sup> (Source d'Ions Secondaire à Supraconductivité Intense) et de l'envoyer dans les salles d'expériences.
- La seconde consiste à projeter le faisceau dans l'ECS (Ensemble Cible-Source) de SPIRAL. Les ions secondaires ainsi produits sont accélérés par le cyclotron CIME (Cyclotron Injecteur à Moyenne Energie). A la sortie de CIME, ils sont guidés jusqu'aux salles d'expériences.

L'installation de TI-HF est intéressante car ces capteurs sont capables mesurer les paquets d'ions (suppression de la coupure faisceau 530Hz). De plus, leur temps de réponse est plus court. Cette particularité est très importante pour le déclenchement des sécurités. En effet, lors de production de faisceau intense, il existe un risque de détérioration matérielle.

### **d- Objectifs du projet**

Ce système devra être capable de mesurer l'intensité faisceau indépendamment de son énergie. Ses caractéristiques devront être les suivantes :

- ☞ Mesure de l'intensité moyenne  $I_{Fmoy}$  jusqu'à 100 $\mu$ A avec une incertitude relative  $< 1\%$ .
- ☞ Résolution de 1nA dans les faibles intensités moyennes  $I_{Fmoy}$ .
- ☞ Suppression des 9% de pertes sur l'intensité moyenne  $I_{Fmoy}$ .
- ☞ Temps de réponse inférieur à 20ms.

---

<sup>6</sup> Equipement installé dans L3, équipé d'une cible de production d'ions secondaires.

☞ Etalonnage intégré.

#### e- Suites prévues

A terme, la volonté est de remplacer le parc complet des TI-BF afin de supprimer définitivement la modulation 530Hz, source des 9% de pertes faisceau.

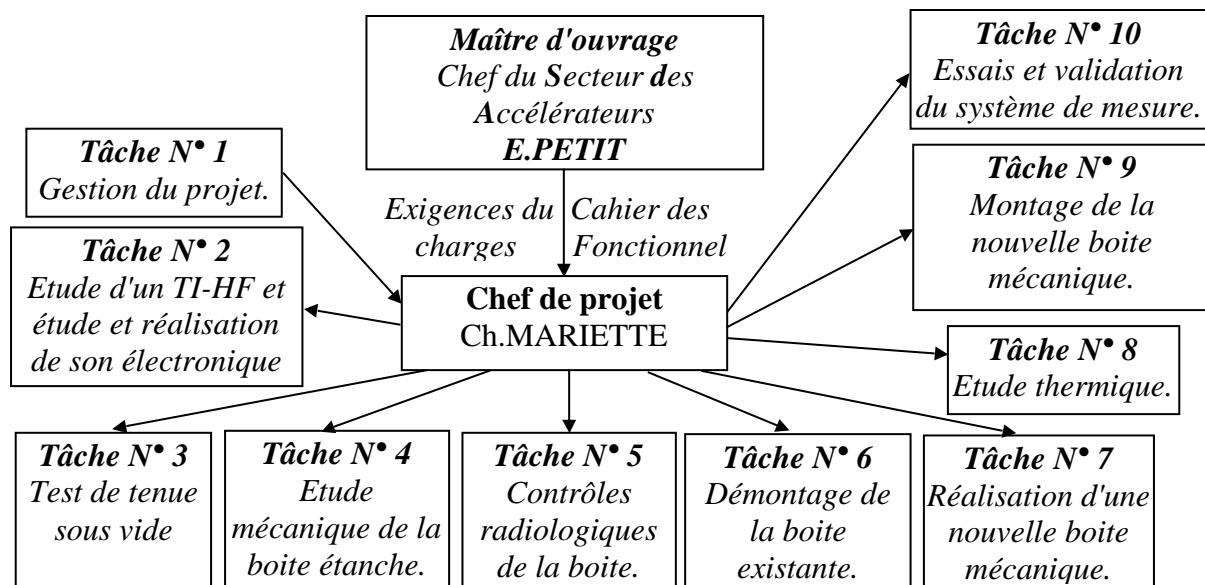
#### f- Organisation documentaire

Pris comme une aide au suivi de projet, un plan de développement a été réalisé en référence à la procédure générale de gestion de projets applicable au GANIL. Un cahier des charges technique a été rédigé en réponse au cahier des charges fonctionnel.

Chaque tâche est suivie et répertoriée, chaque document repéré et archivé pour une meilleure traçabilité.

#### g- Organisation du travail

La variété de compétences demandée pour un tel travail nécessite une organisation structurée et planifiée (Figure 5).



**Figure 5 : Répartition des tâches**

Tâche n°1 : Gestion de projet.

- Réalisation du plan de développement.
- Réalisation des fiches de tâches.
- Réalisation du cahier des charges techniques.

- Gestion du planning.
- Gestion du budget.
- Maîtrise de la technique.
- Gestion documentaire du projet.

Tâche n°2 : Etude d'un TI-HF et étude et réalisation de son électronique.

- Etude de faisabilité :
  - Calculs des limites du capteur et de l'électronique.
  - Etude de l'électronique de mesure et d'étalonnage.
  - Essais pour confirmation des limites.
- Réalisation de l'électronique de mesure et d'étalonnage.

Tâche n°3 : Test de tenue sous vide.

- Test de dégazage du capteur en vue de son insertion sous vide.

Tâche n°4 : Etude mécanique de la boîte étanche au vide.

- Modification des plans mécaniques existants pour accueillir la spire d'étalonnage.

Tâche n°5 : Contrôles radiologiques de la boîte.

- Contrôles radiologiques avant et après démontage de la boîte.

Tâche n°6 : Démontage de la boîte existante.

- Démontage de la boîte après contrôle radiologique et accord de démontage.

Tâche n°7 : Réalisation d'une nouvelle boîte mécanique.

- Consultation sous-traitants, réalisation de la boîte, réception et contrôle de la pièce.

Tâche n°8 : Etude thermique.

- Estimations des températures mises en jeu dues aux hautes intensités faisceau.

Tâche n°9 : Montage de la nouvelle boîte mécanique.

- Tests d'étanchéité avant et après montage, puis montage de la pièce.

Tâche n°10 : Essais et validation du système de mesure.

- Programmation d'études machine pour essais et validation sur la machine.

Remarque : - La boîte mécanique est la pièce dans laquelle le capteur est installé.

- Les tâches n°1, 2 et 10 ont été réalisées par le chef de projet. Elles regroupent l'étude, la réalisation et toutes les mesures effectuées sur le TI-HF et son électronique.

#### **h- Budget**

Le montant total des investissements liés à ce projet s'élève à 8565 € (Tableau 2).

	<i>Coût du projet ( € )</i>
- <i>Capteur</i>	<i>3200</i>
<i>Mécanique : Boite étanche</i>	<i>502</i>
<i>Pied support</i>	<i>445</i>
<i>Electronique : Composants spéciaux</i>	<i>2057</i>
<i>Divers</i>	<i>459</i>
<i>Câbles :</i>	<i>1902</i>
<b><i>TOTAL</i></b>	<b><i>8565</i></b>

**Tableau 2 : Budget projet**



### I-3. Description des éléments techniques du projet

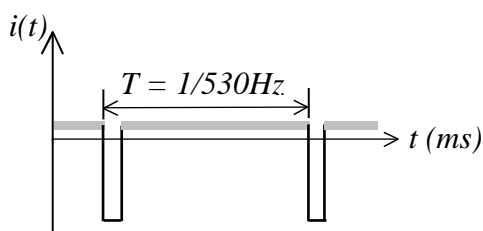
Les principaux éléments du cahier des charges techniques répondant au cahier des charges fonctionnel sont cités dans ce chapitre I-3. Pour répondre aux objectifs, le travail est :

- ☞ Etude et réalisation d'une boîte mécanique recevant le capteur, installée dans la chambre à vide et intégrant une spire d'étalonnage.
- ☞ Etude et réalisation de l'électronique de mesure.
- ☞ Etude et réalisation de l'électronique d'étalonnage.

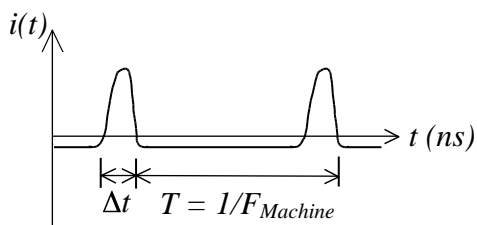
#### a- Le signal à mesurer

Le signal à mesurer est l'intensité d'un faisceau d'ions lourds. Selon qu'il traverse des éléments d'optique (focalisant ou défocalisant) ou qu'il est accéléré, ce faisceau subit des déformations notables. En effet, la forme d'un faisceau d'ions dépend de deux facteurs :

- L'émittance qui définit la forme du faisceau dans le plan transversal.
- L'extension en phase (en °), longueur du paquet  $l$  (en m) ou  $t$  (en s), qui représente la dimension du faisceau dans le plan longitudinal.



*Modulation du faisceau*



*Microstructure temporelle du faisceau*

**Figure 6 : Structures temporelles du faisceau**

Déterminer alors l'équation de l'intensité faisceau devient un vrai casse-tête. Pourtant, il existe un modèle mathématique de l'intensité d'un paquet :

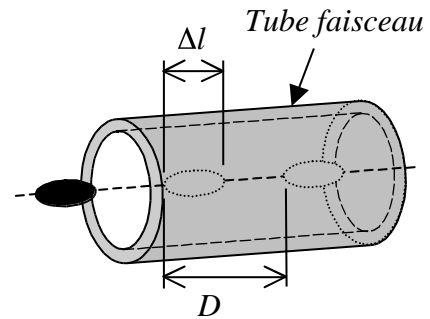
La distribution longitudinale gaussienne (Annexe I). L'intensité faisceau, signal périodique de période  $T$ , est la répétition de cette distribution.

Etant donné sa large bande passante, le TI-HF peut mesurer non seulement la modulation du faisceau, mais aussi sa microstructure temporelle (Figure 6). Les impulsions de cette microstructure temporelle

représentent en fait les paquets d'ions du faisceau.

L'extension en phase (en °) est constante dans un cyclotron mais elle évolue dans une ligne et différemment selon la ligne de transfert (L1, L2 ou L3).

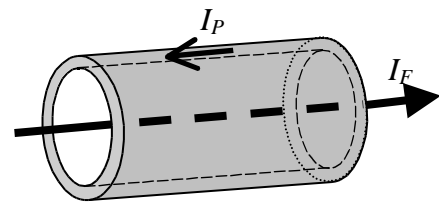
Les calculs de la distance  $D$  entre chaque paquet et de la longueur  $l$  d'un paquet sont présentés en annexe II (Figure 7). Notons qu'un paquet peut faire la taille du capteur. En effet, dans la ligne L1, un paquet mesure quelques centimètres, alors que la longueur du TI-HF est de 45mm. Dans ce cas, le signal ne correspond plus à la forme réelle du faisceau puisque l'effet d'intégration de l'intensité, créé par le capteur, devient plus accentué (Annexe III).



**Figure 7 :** Dimensions spatiales d'un paquet d'ions

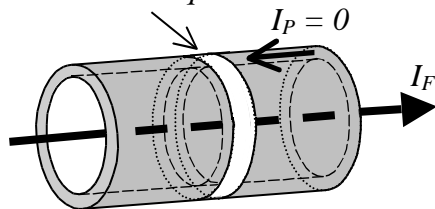
### Le courant de paroi

Dans une ligne de transfert, il se crée sur les parois métalliques de la ligne un courant  $I_P$  de sens opposé à celui des particules et d'amplitude égale à celle de l'intensité faisceau  $I_F$ . A cause de ce phénomène, le TI ne peut fonctionner puisqu'il mesure  $I_F + I_P = 0$  (Figure 8).[4]



**Figure 8 :** Faisceau parcourant une ligne de transfert ( $I_P = - I_F$ )

### Discontinuité électrique



**Figure 9 :** Faisceau parcourant une ligne de transfert avec  $I_P = 0$

Afin de remédier à ce problème, un anneau, le plus souvent en céramique, est inséré dans la ligne de transfert. Il joue le rôle de discontinuité électrique (Figure 9).  $I_P = 0$

Le TI peut ainsi mesurer le faisceau.

## b- Le capteur

En règle générale, un capteur utilise un phénomène physique qui convertit le mesurande en une valeur estimée. Le capteur utilisé est un Transformateur d'Intensité Haute Fréquence (TI-HF). Ce type de capteur convertit le champ magnétique du faisceau en courant. Une résistance en parallèle sur la sortie du capteur permet de convertir cette intensité en tension.

Pour bien comprendre le fonctionnement de base d'un TI, un rappel des phénomènes physiques mis en œuvre dans ce type de capteur est présenté en annexe (Annexe IV).

Retenons simplement que la tension induite aux bornes de la bobine d'un TI s'écrit : [5]

$$V = - \frac{d}{dt} = n \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi R_T} \frac{dI_F}{dt} \quad (\text{ en Volt })$$

$n$  = Nombre de spires

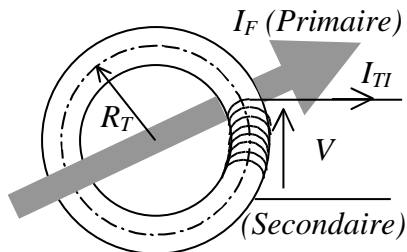
$S$  = Section du tore

$R_T$  = Rayon moyen du tore

$\mu_0$  = Perméabilité du vide

$\mu_r$  = Perméabilité relative du matériau magnétique

La tension  $V$  n'existe que si le courant  $I_F$  est variable.



**Figure 10 :** Tension aux bornes d'un transformateur torique

Ce capteur se présente sous la forme d'un transformateur torique à un seul enroulement (Figure 10). Les ions traversent le tore par son centre. Le faisceau, composé d'ions, est alors assimilable au primaire d'un transformateur à deux enroulements. La bobine de mesure du TI correspond au secondaire.

$$I_{TI} = \frac{I_F}{n}$$

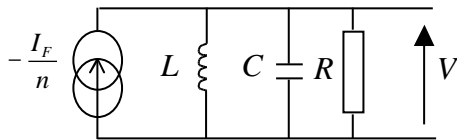
Il existe plusieurs types de transformateurs alternatif ou continu, et passif ou actif. Le TI-BF est du type actif alors que le TI-HF est du type passif, mais ils sont tous deux alternatifs.

Transformateur alternatif, le TI-HF mesure un courant alternatif. Il est du type passif car la conversion courant/tension s'effectue via un composant passif : une résistance.

Conçu et fourni par la société française BERGOZ Precision Beam Instrumentation, le TI-HF est constitué d'un tore et d'une bobine de mesure chargée sous 50 . Le matériau du tore est composé de deux alliages, l'un du Cobalt Fer (CoFe) et l'autre du Nickel Fer (NiFe) 80/20 (80% de CoFe et 20% de NiFe). Son secret de fabrication permet d'obtenir une bande passante d'environ 500MHz. Le modèle utilisé pour développer le système prototype de mesure d'intensité est le FCT-082-05:1 (Fast Current Transformer). La référence "082" est le diamètre intérieur (en mm) du TI-HF, blindage HF compris. Tandis que le code "05:1" correspond au nombre de spires  $n$  de la bobine de mesure.

Un TI idéal est constitué d'un enroulement secondaire d'inductance  $L$  et d'une impédance infinie (en parallèle à  $L$ ).

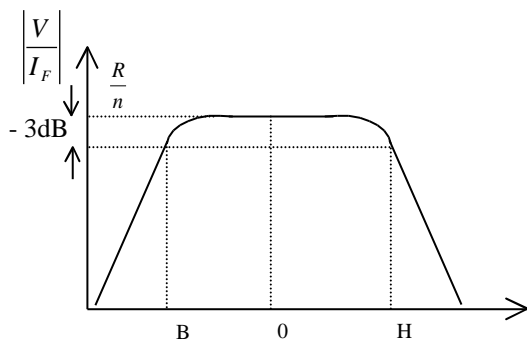
En réalité, les pertes du noyaux ferromagnétique sont proportionnelles au carré de la fréquence ( $f^2$ ). L'impédance du secondaire est en fait un réseau  $R L C$  parallèle.  $C$  est la capacité dite de pertes.  $R$  est une résistance finie (Figure 11).



**Figure 11:** Transformateur réel

L'impédance de transfert de ce schéma équivalent s'écrit :

$$\frac{V}{I_F} = -\frac{R}{n} \frac{1}{1 + j \left( \frac{\omega}{\omega_H} - \frac{\omega_B}{\omega} \right)} \quad \text{avec} \quad \omega_H = \frac{1}{RC} \quad \omega_B = \frac{R}{L}$$



**Figure 12 :** Comportement fréquentiel du module de l'impédance de transfert

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_B \cdot \omega_H} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Selon les caractéristiques constructeurs, les fréquences de coupures sont :  $F_B = 10\text{KHz}$  et  $F_H = 500\text{MHz}$  (Figure 12). Nous avons vu que selon l'ion accéléré (et son isotope), la fréquence machine variait entre 7MHz et 14MHz. Ainsi, le TI-HF peut mesurer jusqu'à l'harmonique H du faisceau puisque :  $F_H > H \cdot F_{\text{Machine max}}$

avec  $F_H = 500\text{MHz}$  et  $F_{\text{Machine max}} = 14\text{MHz}$  Soit,  $H = 35$  harmoniques.

Le TI-HF peut ainsi mesurer les 35 premières harmoniques du faisceau.

Dans la bande passante [10KHz; 500MHz], l'impédance de transfert se résume au gain statique. Soit 
$$\frac{V}{I_F} = - \frac{R}{n} \quad \text{si } \omega \in [F_B ; F_H]$$

#### Puissance moyenne du faisceau transmise au TI-HF :

Le TI-HF est conçu avec une charge de 50  $\Omega$ . Les amplificateurs HF utilisés sont également adaptés 50  $\Omega$ . La résistance équivalente R, en sortie du TI-HF connecté au premier amplificateur HF, vaut alors :  $R = 25 \Omega$ .

$$\bar{P} = \frac{R \bar{I}_F^2}{n^2} \quad \text{avec } n = 5 \text{ spires} \quad \text{d'où} \quad \bar{P} = \bar{I}_F^2$$

Le projet THI prévoit le transport de faisceau allant jusqu'à 6KW de puissance faisceau moyenne  $P_F$ . Pour certains ions, cette puissance  $P_F$  correspond à une intensité faisceau équivalente à une intensité moyenne maximale de 100 $\mu\text{A}$ . A cette intensité, la puissance  $P_F$  s'élève à 10nW. La puissance du faisceau transmise au capteur est donc négligeable.

#### **c- Les contraintes techniques**

##### Contraintes thermiques :

Selon les caractéristiques constructeur, le TI-HF ne doit pas atteindre la température de +80°C.

Un matériau ferromagnétique perd son état magnétique au-delà de la température de Curie  $T_C$  (Annexe V). Or le nickel, le fer et le cobalt, constituants du tore du TI-HF,

possèdent des températures de Curie bien supérieures à +80°C ( $T_C = 627K$  pour le Nickel,  $T_C = 1044K$  pour le Fer et  $T_C = 1360K$  pour le Cobalt).

En fait, le point de Curie de chacun des composants d'un alliage est peu important puisqu'il ne permet pas d'en déterminer le point de Curie de l'alliage lui-même. Pour le TI-HF, par exemple, ce point de Curie est de l'ordre de 240°C, bien loin des trois températures  $T_C$  annoncées ci-dessus. L'essentiel dans l'étude de comportement thermique de l'alliage est qu'il soit amorphe. Cet alliage a subi un traitement combiné thermique et magnétique, déterminant ainsi ses hautes performances fréquentielles. Il possède la particularité de conserver son état magnétique auquel il a été soumis lors du traitement, mais seulement jusqu'à 100°C.

Selon les informations du constructeur, l'état magnétique s'est trouvé modifié sur certains alliages, et après certains traitements, dès +80°C. Le principe de précaution oblige le constructeur à informer le client de se référer à cette contrainte, même si dans la majorité des cas, cette modification d'état magnétique survient aux alentours de +100°C. [6]

Contraintes de fabrication rencontrées par le constructeur: [3]

Le courant induit  $I_{TI}$  dans la bobine du TI-HF vaut : 
$$I_{TI} = \frac{I_F}{n}$$

Pour une intensité faisceau  $I_F$  constante, plus le nombre de spire  $n$  est faible, plus le courant induit  $I_{TI}$  est élevé. En suivant ce raisonnement, l'idéal serait de fabriquer un TI avec une seule spire. Mais qu'en est-il ?

Pour une résistance  $R$  donnée, la fréquence de coupure basse  $F_B$  du TI-HF ne dépend plus que de l'inductance de la bobine de mesure (facteur  $1/L$ ). Et la fréquence de coupure haute  $F_H$  devient proportionnelle à la capacité de pertes (facteur  $1/C$ ) :

$$F_B = \frac{R}{2\pi L} \qquad F_H = \frac{1}{2\pi R C}$$

- Pour garantir la fréquence de coupure basse  $F_B$ , il faut obtenir l'inductance  $L$  constante, donc le produit ( $n^2$ ) constant. Ce produit

$$L = \frac{\mu n^2}{l}$$

n'est constant que si les n spires recouvrent uniformément le tore. Mais avec une section importante, ce recouvrement est difficile à obtenir lorsque le nombre de spire est petit.

- De même, l'impédance de l'enroulement  $Z_L$  baisse avec  $n^2$ . Le signal est difficilement adaptable à l'impédance caractéristique  $Z_C$  ( $Z_C = 50 \Omega$ ). Le transfert de puissance P devient mauvais si  $n^2$  diminue.

$$\begin{aligned} |Z_L| &= L \omega \\ \bar{P} &= \frac{R I_F^2}{n^2} \end{aligned}$$

Le constructeur a trouvé le bon compromis. Le plus petit nombre de spires du TI-HF choisi est de 5.

#### Contraintes mécaniques :

Le diamètre intérieur du capteur doit être égal au moins à 60 mm. Cette cote correspond à la taille maximale du faisceau.

#### Contraintes cryogéniques :

Le faisceau circule dans des enceintes sous vide, lignes de transfert ou cyclotrons. Si le capteur ne tient pas sous vide à l'issue de tests, il sera installé dans une boîte étanche.

#### Contraintes d'environnement :

Le regroupeur R1 permet de regrouper les paquets d'ions avant qu'ils ne soient accélérés dans le cyclotron CSS1. Placés à proximité du TI-HF, ces deux équipements fonctionnent sous des hautes tensions, pouvant atteindre respectivement 80KV et 140KV. Conséquence, ils rayonnent des ondes électromagnétiques hautes fréquences très perturbatrices pour le TI-HF.

#### **d- Le traitement du signal**

Il existe plusieurs solutions pour effectuer ce traitement. Le signal n'est pas une sinusoïde pure, il possède plusieurs harmoniques. Une des solutions est la mesure d'une harmonique.

### Mesure d'une harmonique :

Le signal est décomposable en série de Fourier ou en une succession d'harmoniques dont le fondamental est à la fréquence machine  $F_{Machine}$ . Cette méthode consiste à mesurer tout simplement une harmonique du signal.

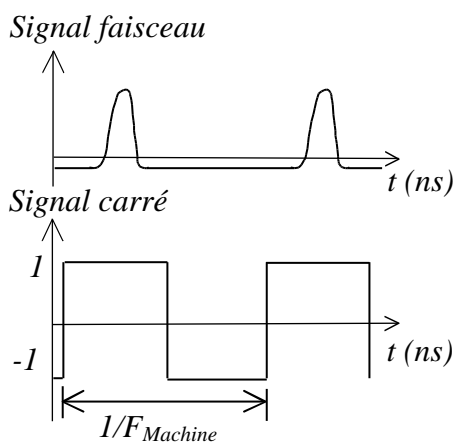
Un allongement des paquets d'ions crée une déformation du signal qui modifie le spectre fréquentiel. Ce spectre dépend alors de la répartition des ions dans un paquet. Or quelle que soit la forme des paquets, l'intensité contenue dans un paquet est la même. Pour mesurer un signal représentatif de l'intensité faisceau, il faut mesurer toutes les harmoniques.

La mesure d'une harmonique n'est pas retenue. Autre solution, la mesure de l'amplitude.

### Mesure de l'amplitude crête à crête :

Cette méthode consiste à mesurer l'amplitude crête à crête de l'impulsion aux bornes du TI-HF. De la même manière que la mesure proposée précédemment, quelle que soit la forme des paquets d'ions, l'aire du signal reste constante pour une intensité donnée. Cela signifie que si les paquets s'allongent, l'amplitude diminue alors que l'intensité est la même. La mesure de l'amplitude crête à crête du signal n'est pas représentative de l'intensité faisceau. Cette solution n'est pas retenue. Reste la solution de la mesure l'aire du signal.

### Mesure de l'aire :



**Figure 13 : Détection synchrone**

Quelles que soient les variations de l'extension en phase (ou allongement des paquets d'ions), l'aire du signal ne change pas. En théorie, la mesure de l'aire permet d'obtenir une valeur proportionnelle à l'intensité sans erreur de mesure. Ce type de mesure est retenu.

La mesure de l'aire est réalisée selon le principe d'une détection synchrone (Figure 13). Le signal utile

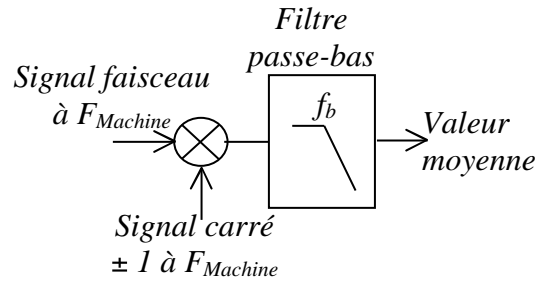


est multiplié par un signal carré  $\pm 1V$  de même fréquence  $F$ , synchrone et en phase. Il se trouve alors transposé aux fréquences  $0Hz$  et  $2F$  puisque le produit de deux sinus s'écrit :

$$\sin 2 F \cdot \sin 2 F = \frac{1}{2} [\cos 2 F - \cos 0]$$

Les hautes fréquences sont filtrées ( $2F$ ).

La tension de sortie du filtre est une valeur moyenne  $V_{moy}$  (ou continue) proportionnelle à l'aire du signal utile (Figure 14). Ce signal utile est le signal faisceau, il est appelé  $v(t)$ .



**Figure 14 :** Transposition en 0

Périodique, le signal faisceau est décomposable en série de Fourier :

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) = \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

$A_0$  est nulle car c'est la valeur moyenne de  $v(t)$  en sortie du capteur.

Le signal carré  $c(t)$  est périodique. Il est également décomposable en série de Fourier.

Symétrique par rapport à 0, sa valeur moyenne  $X_0$  est donc nulle. L'équation de  $c(t)$  s'écrit:

$$c(t) = \sum_{k=1} (X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t) \quad \text{Annexe VI}$$

avec  $X_k = 0$  et  $Y_k = 2 \cdot \frac{1+(-1)^{k+1}}{k\pi}$

$$c(t) = \sum_{k=1} 2 \cdot \frac{1+(-1)^{k+1}}{k\pi} \sin k\omega t$$

L'équation du produit ( $v(t) \times c(t)$ ) s'écrit :

$$v(t) \cdot c(t) = \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \cdot \sum_{k=1} 2 \cdot \frac{1+(-1)^{k+1}}{k\pi} \sin k\omega t$$

Après filtrage, la tension est une valeur moyenne  $V_{moy}$  :

$$V_{moy} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v(t) \cdot c(t) dt$$

$$V_{moy} = \sum_{m=0} 2 \cdot \frac{B_{2m+1}}{(2m+1)\pi} \quad \text{Annexe VI}$$

$B_{2m+1}$  représente les valeurs du coefficient  $B_n$  de  $v(t)$  pour des valeurs impaires de  $n$ .

**Remarque importante :**  $V_{moy}$  est proportionnelle à l'aire du signal. L'aire du signal faisceau est donc proportionnelle au coefficient  $B_n$  de sa série de Fourier.

L'inconvénient de cette détection est qu'elle nécessite une synchronisation du signal carré sur le signal faisceau, sinon la mesure est erronée. Il s'avère que la phase du faisceau est instable dans le temps. La synchronisation du signal carré sur le signal faisceau devient délicate.

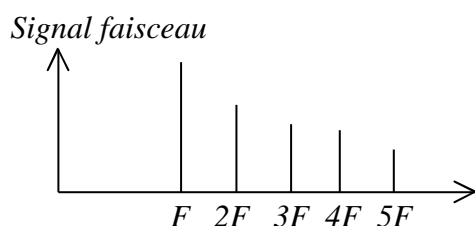
Un remède consiste à utiliser le principe de l'intercorrélation. Le signal faisceau est multiplié par un signal carré  $\pm 1V$  non pas à la fréquence  $F_{Machine}$ , mais à la fréquence  $F_{Machine}-f_0$ .

La mesure de l'aire est une transposition de fréquence. L'intérêt de cette transposition est que le signal utile est transposé à une même fréquence (à 0 ou à  $f_0$ ), quelle que soit la fréquence du signal  $F_{Machine}$  ( $7MHz \leq F_{Machine} \leq 14MHz$ ). Ainsi, le traitement du signal se fait toujours à la même fréquence (0Hz ou  $f_0$ ).

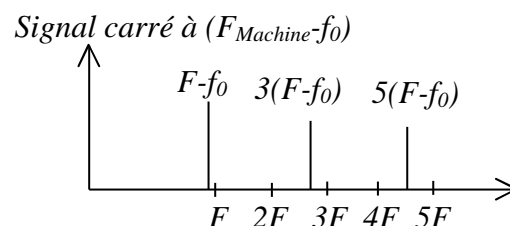
La détection synchrone est la multiplication du signal faisceau par un signal carré à la fréquence  $F_{Machine}$ , tandis que l'intercorrélation est la multiplication du signal faisceau par un signal carré à la fréquence  $F_{Machine}-f_0$ .

L'avantage de la détection synchrone est que la puissance du signal transposé est concentrée en 0Hz. Dans le cas de l'intercorrélation, la puissance du signal utile est répartie sur les différentes harmoniques d'un signal carré de fréquence  $f_0$ .

Les spectres du signal faisceau et du signal carré sont présentés ci-dessous (Figure 15 et 16).

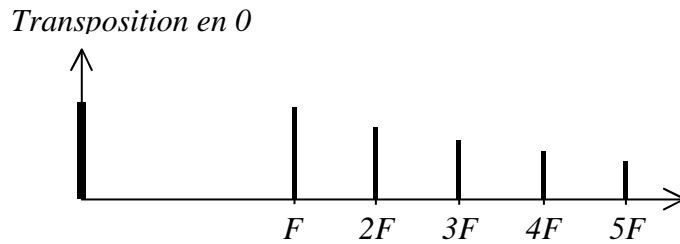


**Figure 15 :** Spectre du signal faisceau

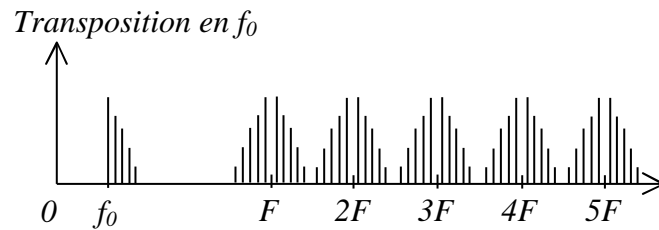


**Figure 16 :** Spectre du signal carré

Les spectres des deux transpositions sont présentés ci-dessous (Figure 17 à 18).

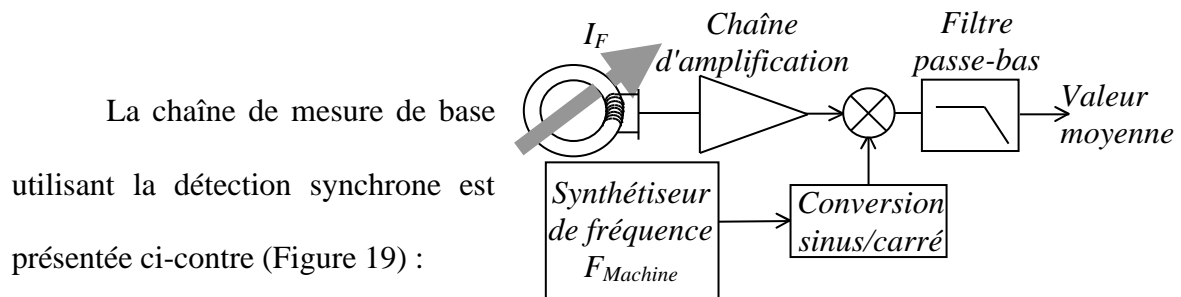


**Figure 17 :** Spectre de la transposition en 0

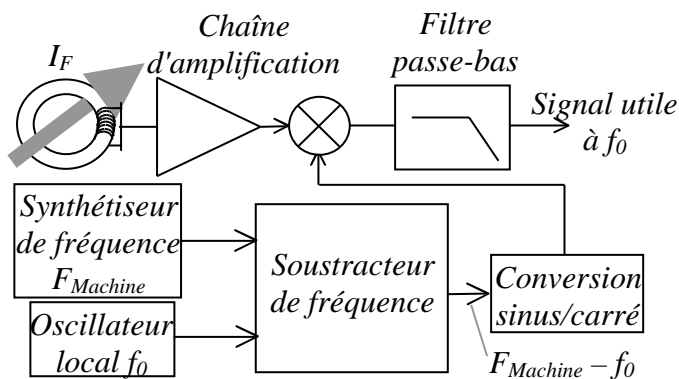


**Figure 18 :** Spectre de la transposition en  $f_0$

Les mesures justifiant le choix de l'intercorrélation sont données dans le chapitre IV.



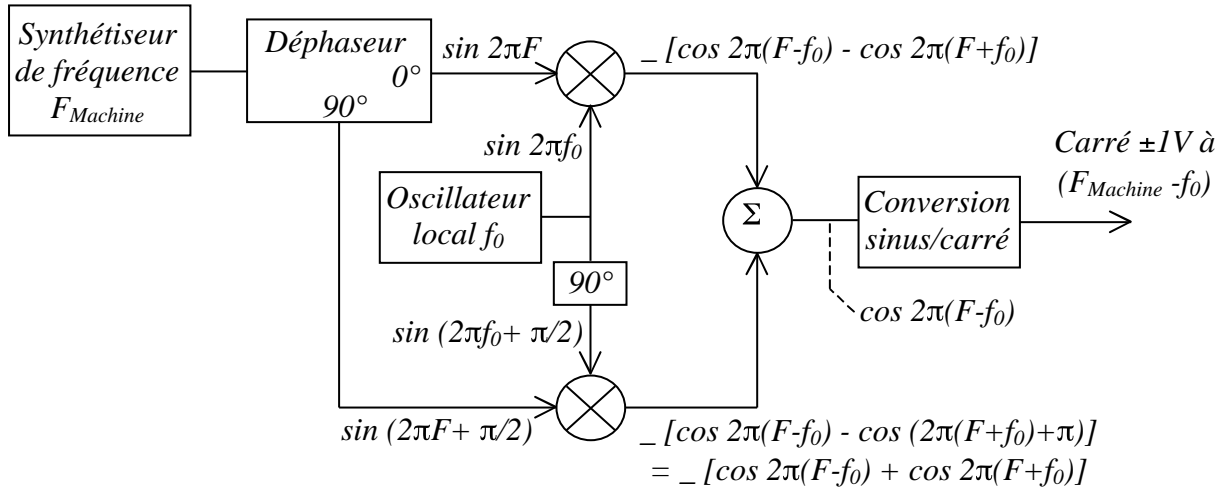
**Figure 19 :** Chaîne de mesure de base avec transposition en 0



**Figure 20 :** Chaîne de mesure de base avec transposition en  $f_0$

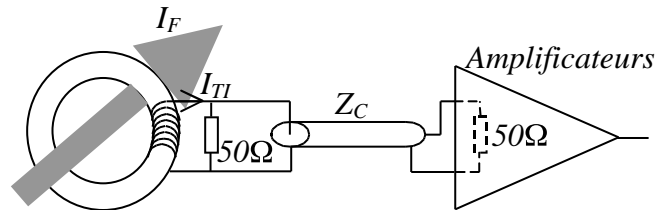
Quant à la chaîne de mesure de base utilisant l'intercorrélation, elle est présentée ci-contre (Figure 20) :

Le signal carré  $\pm 1V$  à la fréquence  $F_{Machine}-f_0$  est obtenu de la façon suivante (Figure 21) :



**Figure 21 : Générateur de signal carré  $\pm 1V$  à  $(F_{Machine}-f_0)$**

Le signal mesuré est connu. Périodique de fréquence élevée, ce signal est transmis avec un minimum de pertes. Pour éviter toute réflexion du signal, les liaisons électriques sont



**Figure 22 : Liaisons adaptées à  $Z_C$**

adaptées et chargées à l'impédance caractéristique  $Z_C$  ( $Z_C=50 \Omega$ ) (Figure 22).

#### **e- Bruit dans le capteur et la chaîne de pré-amplification**

L'objectif de cette chaîne est de mesurer une gamme d'intensité faisceau moyenne de quelques nA à 100μA. Etant donné cette large dynamique, une étude des limites s'impose.

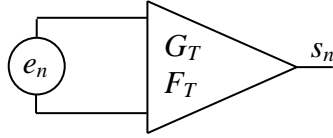
Une intensité faisceau moyenne de 1nA correspond à une tension moyenne équivalente aux bornes du TI-HF de 5nV, puisque :  $|V| = \frac{R}{n} |I_F|$  (en volt)

$$R=25 \quad \text{et} \quad n=5 \text{ spires}$$

De tels niveaux de tension sont inexploitable. Une chaîne d'amplification est inévitable. Mais amplifier le signal signifie également amplifier le bruit.

Que vaut alors le bruit issu de toute la chaîne de mesure ?

Le niveau de bruit transporté par la chaîne d'amplification est équivalent au bruit en sortie d'un seul amplificateur. Cet amplificateur est caractérisé par son gain  $G_T$  et par son facteur de bruit  $F_T$ . Ces deux caractéristiques sont définies de la façon suivante (Figure 23):



$$S_n = G_T F_T e_n \quad \text{avec} \quad G_T = G_1 G_2 \dots G_k$$

$$\text{et} \quad F_T = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_k}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}}$$

**Figure 23 :** Gain et facteur de bruit d'un amplificateur

$F_T$  est le facteur de bruit total (en puissance) intégrant le facteur de bruit de chaque amplificateur.  $G_T$  est le gain total (en puissance). Il est le produit des gains de tous les amplificateurs (Annexe VII). Le choix du premier amplificateur est le plus important de la chaîne puisque  $F_T \approx F_1$ .

Le niveau de bruit en sortie de la chaîne d'amplification est donc calculé en fonction du facteur de bruit du premier amplificateur.

#### Bruit dans le capteur : [7]

Il s'avère que la source de bruit prépondérante est la source de bruit de la résistance interne du TI-HF (50  $\Omega$ ). Le niveau de bruit de cette résistance est (annexe VII):

$$\langle |e_n|^2 \rangle = 4k_B R_f = \langle |b_n|^2 \rangle \quad f$$

$b_n$  est la valeur efficace de la source de bruit de cette résistance 50  $\Omega$ . Elle vaut :

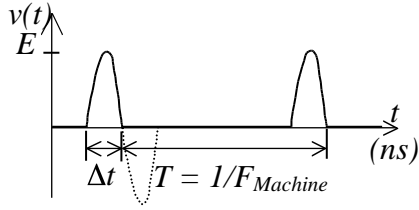
$$b_n = 0,9 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

La puissance de bruit  $P_{dBm}(50 \Omega)$  de cette résistance, exprimée en décibel milliwatt (dBm), vaut (Annexe VII) :

$$P_{dBm}(50 \Omega) = -168 \text{ dBm} + 10 \log(K_F f) \quad \text{avec} \quad K_F = 1 \text{ Hz}^{-1}$$

#### Bruit ramené en équivalent faisceau :

L'intensité faisceau du GANIL est exprimée en valeur moyenne. Le niveau de sortie et le gain des amplificateurs sont donnés respectivement, par les constructeurs, en décibel milliwatt et en décibel. Pour faciliter le rapport de ces grandeurs, la puissance du signal en



**Figure 24 : Modèle du signal faisceau**

sortie du capteur est estimée selon un modèle mathématique (Figure 24) défini en annexe (Annexe VIII). Ce modèle permet d'écrire l'équation qui lie la puissance du signal (en dBm) à l'intensité moyenne du faisceau  $I_{Fmoy}$  (en A).

Selon ce modèle, l'équation de la puissance du signal ( $\langle v_1^2(t) \rangle$ ) issue du capteur, en fonction de l'intensité faisceau moyenne ( $I_F moy$ ) peut s'écrire (avec  $v_1(t) = v(t) - V_{moy}$ ,  $V_{moy}$  étant la valeur moyenne de  $v(t)$ ) : (avec  $K = 1$ )

$$\langle v_1^2(t) \rangle = 25 K^2 I_F^2 moy \frac{\pi^2}{8} \frac{T}{t} - 1 = 25 K^2 I_F^2 moy \frac{\pi^2}{8} \frac{360^\circ}{\varphi} - 1 = v_1^2 eff$$

après simplification,  $v_1^2 eff = 100 \frac{K_I}{K_V} \frac{I_F moy}{\sqrt{\varphi}}$  avec  $K_V = 1 V^{-1}$  et  $K_I = 1 \sqrt{\varphi} / A$

$T$  = période machine (en s)       $t$  = durée d'un paquet d'ions (en s)

= extension en phase (ou longueur d'un paquet d'ions) (en °)

Exprimée en dBm, cette puissance devient :  $P_{dBm} = 10 \log (K_V^2 \cdot v_1^2 eff) + 13 dBm$

La puissance du signal en fonction de l'intensité faisceau moyenne, aux bornes du TI-HF, est :

$$P_{dBm} = 20 \log 100 K_I \frac{I_F moy}{\sqrt{\varphi}} + 13 dBm = 20 \log K_I \frac{I_F moy}{\sqrt{\varphi}} + 53 dBm$$

avec  $K_I = 1 \sqrt{\varphi} / A$

Le bruit (de la résistance interne du TI-HF) équivalent en intensité faisceau moyenne vaut :

$$P_{dBm} = 20 \log K_I \frac{I_F moy}{\sqrt{\varphi}} + 53 dBm = -168 dBm + 10 \log (K_F \cdot f)$$

Soit  **$I_{Fmoy}$  équivalent  $\approx 56 pA$**  avec  $\varphi = 40^\circ$ ,  $K_F = 1 Hz^{-1}$  et  $f = 1 Hz$

De même, si  $\varphi = 40^\circ$  et  $I_{Fmoy} = 1 nA$        $f = 315 Hz$

Pour mesurer une intensité faisceau moyenne de 1 nA, la bande équivalente de bruit  $f$  ne doit pas être supérieure à 315 Hz. Ceci sans tenir compte du bruit ramené par la chaîne d'amplification.

Quelle est la part de bruit ramené par la chaîne d'amplification ?

Bruit dans la chaîne de pré-amplification :

Les amplificateurs les plus performants dans cette gamme de fréquence ont un facteur de bruit aux alentours de 2dB.

$$F_T = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_k}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}} \quad \text{Si } G_1 \text{ est grand, } F_T \approx F_1$$

La puissance de bruit de la résistance 50  $\Omega$  en entrée de la chaîne d'amplification est connue.

Elle vaut :

$$P_{dBm}(50 \Omega) = -168 \text{ dBm} + 10 \log(K_F f) \quad \text{avec } K_F = 1 \text{ Hz}^{-1}$$

La puissance du signal en sortie en fonction de celle d'entrée s'écrit :

$$P_s = P_e + G_{T(dB)}$$

De même, la puissance de bruit en sortie  $P_{Bs}$  s'écrit :

$$P_{Bs} = P_{(50 \Omega)} + F_{T(dB)} + G_{T(dB)}$$

Par identification, la puissance de bruit cumulée de la résistance interne du TI-HF et de la chaîne d'amplification, ramenée en entrée, s'écrit :

$$P_e = P_{(50 \Omega)} + F_{T(dB)} = -168 + 10 \log(K_F f) + 2 = -166 + 10 \log(K_F f) \quad \text{avec } K_F = 1 \text{ Hz}^{-1}$$

or,

$$P_{dBm} = 20 \log K_I \frac{I_{F \text{ moy}}}{\sqrt{\varphi}} + 53 \text{ dBm} = -166 \text{ dBm} + 10 \log(K_F f) \quad \text{avec } K_I = 1 \sqrt{\varphi} / A$$

ainsi,

$$I_{F \text{ moy équivalent}} = \frac{\sqrt{\varphi}}{K_I} \cdot 10^{\frac{-166-53}{20}}$$

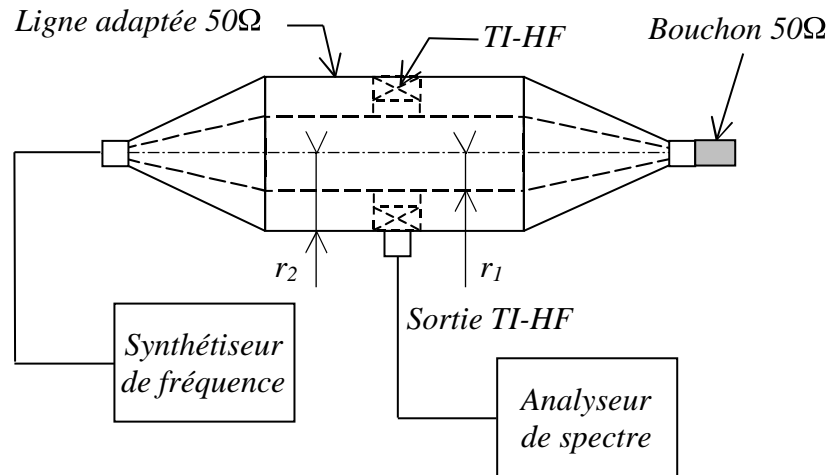
Soit  **$I_{F \text{ moy équivalent}} \approx 71 \text{ pA}$**  avec  $\varphi = 40^\circ$  et  $f=1 \text{ Hz}$

Le bruit de source de la résistance interne du TI-HF (50  $\Omega$ ) et le bruit issu de la chaîne d'amplification équivalent à une intensité faisceau moyenne de 71pA pour une bande équivalente de bruit  $\Delta f$  de 1Hz. L'intensité faisceau moyenne minimale mesurable est donc de 71pA. Cette valeur augmente lorsque la bande équivalente de bruit  $\Delta f$  augmente.

En tenant compte du bruit ramené par la chaîne d'amplification, la bande équivalente de bruit  $\Delta f$  ne doit pas dépasser 198Hz pour mesurer une intensité faisceau moyenne  $I_{F \text{ moy}}$  minimum de 1nA.

### f- Chaîne d'étalonnage

Suite à l'étude préliminaire entreprise par un étudiant, un banc de test a été mis au point permettant d'étudier la faisabilité d'un système de mesure d'intensité faisceau utilisant un TI-HF. Pour éviter toute perte de signal, ce banc a été réalisé selon l'équivalent d'une ligne adaptée d'impédance caractéristique  $Z_C$  (Figure 25).



**Figure 25 : Banc de test**

Cette impédance s'écrit :  $Z_C = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$  avec  $R$  = Résistance linéique /m

$L$  = Inductance linéique H/m       $C$  = Capacité linéique F/m       $G$  = Conductance linéique S/m

Une ligne sans perte correspond à  $R = G = 0$ . L'impédance caractéristique devient :

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{avec} \quad L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad \text{et} \quad C = \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \frac{r_2}{r_1}}$$

$$\text{d'où} \quad Z_C = \sqrt{\frac{\mu_0}{4\pi^2 \epsilon_0 \epsilon_r}} \ln \frac{r_2}{r_1} = 60 \ln \frac{r_2}{r_1} = 50$$

$r_2$  = Rayon extérieur de la ligne adaptée ( blindage d'un câble coaxial)

$r_1$  = Rayon intérieur de la ligne adaptée ( âme d'un câble coaxial)

$\mu_0$  = Perméabilité du vide =  $4 \cdot 10^{-7}$  H/m       $\epsilon_0$  = Permittivité absolue =  $1 / 36 \cdot 10^9$  F/m

$\epsilon_r$  = Permittivité relative (constante propre au diélectrique) = 1 pour l'air

Ainsi, le rapport des rayons  $r_2/r_1$  est égal à 2,3.



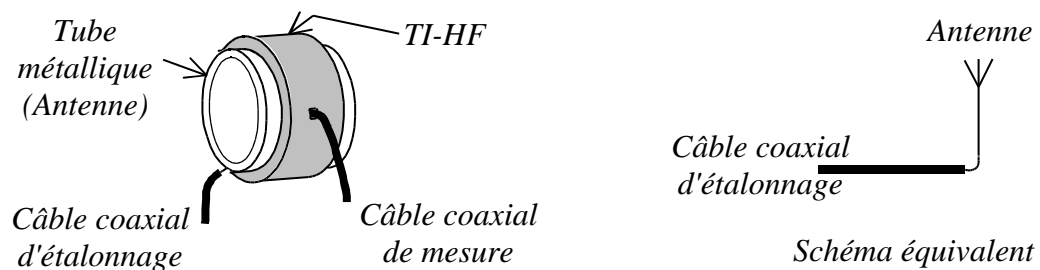
Etant donné le diamètre extérieur du capteur de 82mm, l'enveloppe extérieure<sup>7</sup> ( $2 \times r_2$ ) du banc est supérieure à 82mm. L'âme intérieure ( $2 \times r_1$ ) est donc supérieure à 35,7mm ( $82\text{mm}/2,3$ ).

Ce banc de test est une aide au développement mais sa forme géométrique ne permet pas de l'installer sur l'accélérateur.

Il faut donc étudier un moyen de calibrer le système de mesure complet, avec le capteur intégré dans la ligne de faisceau. Il existe deux moyens permettant de réaliser cette fonction.

La première solution consiste à utiliser le principe d'une transmission sans fil (une antenne). Afin de perturber le moins possible les équipements environnants, la puissance émise du signal à travers l'antenne doit être limitée.

Pour une transmission maximale, cette antenne réalisée à l'aide d'un tube métallique est placée au centre du capteur (Figure 26).

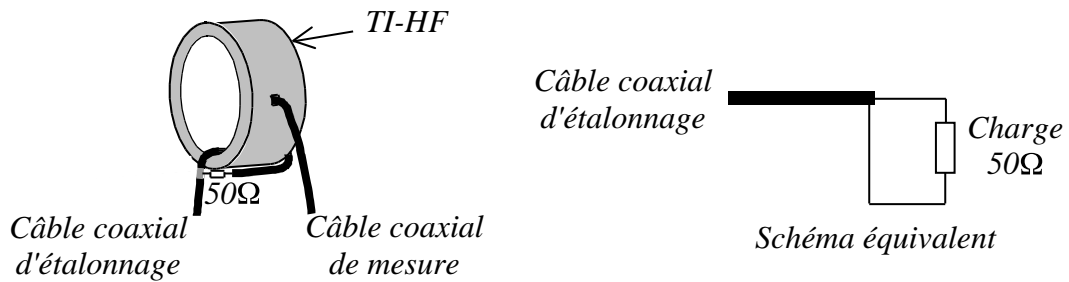


**Figure 26 : Antenne d'étalonnage**

La seconde solution consiste à garder le principe d'un transformateur d'intensité. Un câble coaxial enroulé autour du capteur joue le rôle d'une spire d'étalonnage. Il est ensuite chargé par une résistance 50  $\Omega$  pour respecter l'adaptation.

<sup>7</sup> L'enveloppe extérieure du banc est équivalente au blindage d'un câble coaxial

Afin de représenter au mieux le faisceau, une seule spire est nécessaire (Figure 27).



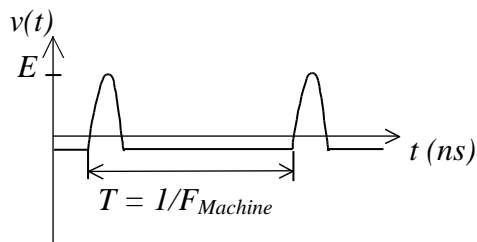
**Figure 27 :** Spire d'étalonnage

La résistance de charge  $50\ \Omega$  est connectée entre l'âme et le blindage du câble coaxial sur une toute petite distance. Ceci minimise la réception de bruit haute fréquence.

### Résultats :

L'écart entre le diamètre intérieur de la boîte mécanique recevant le capteur et le diamètre intérieur du capteur est trop petit pour y insérer un tube. La solution retenue est la spire d'étalonnage.

Reste à étudier l'électronique associée à l'étalonnage : deux solutions.



**Figure 28 :** Signal faisceau image du modèle

La première solution consiste à générer un signal identique au modèle mathématique utilisé notamment dans les calculs de bruit (Figure 28). Ce signal est prévu modulable en amplitude et en fréquence.

La seconde consiste à générer un signal sinusoïdal pur, ne comportant ainsi qu'une seule raie dans le spectre des fréquences. Ce signal est également prévu modulable en amplitude et en fréquence.

Dans les deux cas, les variations d'amplitude sont déterminées selon les intensités faisceau à simuler. La fréquence est celle de la machine  $F_{Machine}$  (entre 7MHz et 14MHz).

## CHAPITRE II

### LE CAPTEUR ET SA MECANIQUE

*Ce chapitre présente en première partie le modèle du capteur accompagné de quelques mesures et d'un calcul d'erreur de mesure. Les résultats présentés à l'issu de ce calcul valident le capteur. Cette partie propose également les mesures réalisées sur la spire d'étalonnage intégrée au capteur. Les résultats permettent de valider la spire d'étalonnage.*

*La seconde partie propose deux études de faisabilité mécaniques liés à l'installation du capteur sur la machine.*

- *La première est l' "Installation du TI-HF dans le tube faisceau". Elle consiste à insérer le capteur directement sous vide avec les tests de dégazage réalisés par le Groupe Vide (GV) du GANIL [Tâche n°3].*
- *La seconde étude est l' "Installation du TI-HF dans une boite étanche". Elle consiste à réaliser une boite mécanique étanche recevant le capteur. Cette réalisation a été étudiée par le Bureau d' Etude (BE) du GANIL [Tâche n°4] et effectuée par le Service Support Technique (SST) du GANIL en collaboration avec une société sous traitante [Tâche n°7].*

*Les essais comportaient un montage et un démontage de cette boite étanche qui ont été réalisés par le groupe Gestion des Installations (GI) du GANIL [Tâche 6 et 9]. La dépose de la boite a été précédée et suivie d'un contrôle radiologique de la boite. Ce contrôle a été effectué par le Service de Radioprotection contre les Rayonnements (SPR) du GANIL [Tâche n°5]. Les résultats valident la boite étanche pourvue d'une spire d'étalonnage.*

*Pour conclure ce chapitre, une étude thermique de la boite étanche et de son bouclier refroidi a été réalisée par le bureau d'étude du GANIL. Cette étude a permis de déterminer la capacité de ces deux pièces à recevoir les futures hautes intensités faisceau, synonyme de montées en température [Tâche n°8]. Les résultats présentés en fin de cette étude valident cette capacité de la boite et de son bouclier.*

## II-1. Le TI-HF

### a- Le modèle

La société BERGOZ propose plusieurs types de transformateurs d'intensité haute fréquence, notamment une version active et une version passive.

La version active est une conversion réalisée par un amplificateur intégré. Mais cette version génère une tension de bruit en sortie du capteur trop élevée. Le modèle le plus performant dans cette version fournit en sortie une tension de bruit de 0,4mV RMS (avec un gain de 10), soit en équivalent faisceau 80 $\mu$ Aeff. Ce courant de bruit est trop élevé puisque l'objectif avec ce capteur est de pouvoir mesurer une intensité moyenne de quelques nA. En fait, le constructeur a conçu ce modèle pour des intensités bien plus fortes, quelques mA.

Un TI-HF passif a donc été choisi. Selon le chapitre I-3 c, le nombre de spires a été pris le plus petit possible, soit cinq spires. La sensibilité de ce modèle est de 5V/A. Parmi ces critères de choix, il existe six tailles différentes (Tableau 3). [8]

<i>CODE</i>	<i>Diamètre intérieur (mm)</i>	<i>Diamètre extérieur (mm)</i>	<i>Largeur (mm)</i>	<i>Poids (g)</i>
<i>FCT-016-XX:X</i>	<i>16</i>	<i>42</i>	<i>22</i>	<i>60</i>
<i>FCT-028-XX:X</i>	<i>28</i>	<i>64</i>	<i>22</i>	<i>115</i>
<i>FCT-055-XX:X</i>	<i>55</i>	<i>91</i>	<i>22</i>	<i>175</i>
<i>FCT-082-XX:X</i>	<i>82</i>	<i>118</i>	<i>22</i>	<i>250</i>
<i>FCT-122-XX:X</i>	<i>122</i>	<i>156</i>	<i>22</i>	<i>320</i>
<i>FCT-178-XX:X</i>	<i>178</i>	<i>226</i>	<i>22</i>	<i>700</i>
<i>Le modèle FCT-XXX-05:1 est plus large, 52mm</i>				

**Tableau 3 : Modèles de TI-HF passifs**

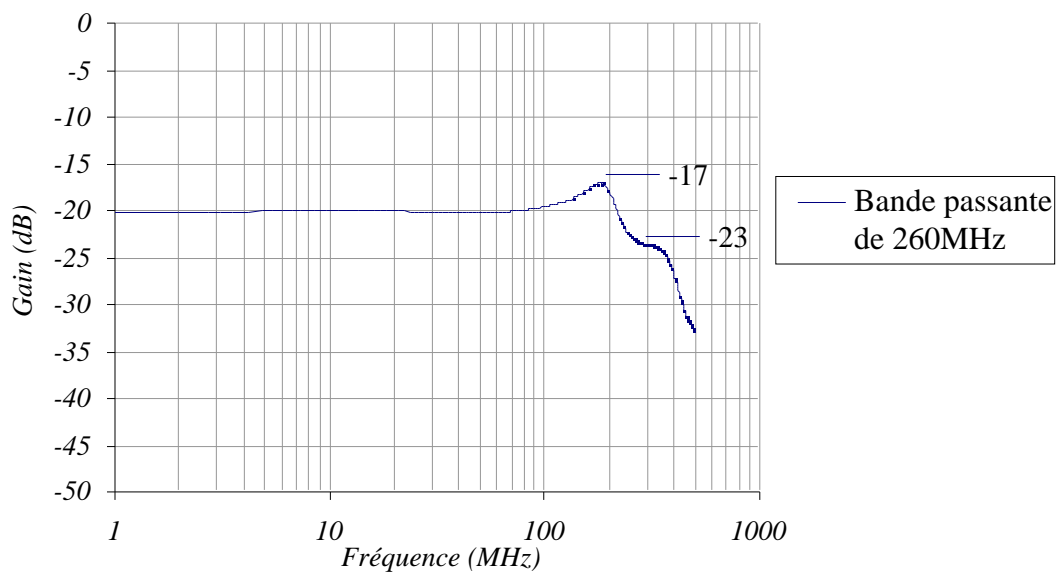
Le faisceau circule dans des lignes de transfert dont le diamètre minimum est de 60mm. Le diamètre intérieur du capteur doit être supérieur à cette cote.

Le modèle choisi est le FCT-082-5:1. Son diamètre intérieur est de 82mm, son diamètre extérieur de 118mm et sa largeur de 52mm.

Le constructeur fournit avec le TI-HF une série de relevés propres au capteur, notamment le tracé de la fonction de transfert.

### **b- Fonction de transfert**

Le tracé de la fonction de transfert, donné par le constructeur, indique que la bande passante est comprise entre 7KHz et 470MHz à  $-3\text{dB}$ . Mais mesurée avec le banc de test, cette fonction de transfert a une bande passante de 260MHz à  $-3\text{dB}$  (Figure 29).



**Figure 29 :** *Fonction de transfert du capteur*

Cette courbe a été réalisée selon la méthode de mesure de la fonction de transfert (Annexe IX). Elle utilise un analyseur de réseaux Hewlett Packard HP4195A (10Hz – 500MHz). Les résultats montrent une nette différence par rapport aux données constructeur. Cette différence a permis d'initier l'estimation de la déformation du signal modélisé due aux imperfections du capteur. Ces imperfections se manifestent par une modification du module et de la phase de l'impédance de la bobine  $Z_{\text{Bobine}}$ . Cette estimation est calculée à l'aide de la décomposition en série de Fourier du modèle mathématique à laquelle sont appliqués deux coefficients  $K_n$  et  $\phi_n$ .  $K_n$  représente la perturbation sur l'amplitude,  $\phi_n$  la perturbation sur la phase de l'impédance.

### c- Déformation du signal modélisé due aux imperfections du capteur

#### Série de Fourier du signal modélisé :

La tension en sortie du capteur  $v_C(t)$  peut s'écrire : ( $A_0$  est la valeur moyenne de  $v_C(t)$ )

$$v_C(t) = A_0 + \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

$$\text{avec } A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_C(t) dt \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_C(t) \cos n\omega t dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_C(t) \sin n\omega t dt$$

$A_0 = 0$  , puisque le capteur ne mesure pas de signal continu,  $v_C(t)$  se réduit à :

$$v_C(t) = \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (1)$$

L'équation du modèle est :  $v_C(t) = E \sin \frac{\pi}{t} t$  avec  $t$  une constante représentant la

largeur d'un paquet d'ions et  $E$  l'amplitude du signal. Ainsi après développement (Annexe X),

$$A_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(\frac{t}{nT}\right)^2} (1 + \cos n\omega t) \quad B_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(\frac{t}{nT}\right)^2} \sin n\omega t$$

$$v_C(t) = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \left[ 1 + \sum_{n=1} \frac{1}{1 - \left(\frac{t}{nT}\right)^2} [(1 + \cos n\omega t) \cos n\omega t + \sin n\omega t \sin n\omega t] \right]$$

Selon les résultats des mesures du coefficient de réflexion, le signal subit des déformations dues aux imperfections du capteur.

#### Série de Fourier du signal modélisé affecté des imperfections du capteur :

Ces imperfections sont représentées par deux coefficients  $K_n$  pour l'amplitude et  $\theta_n$  pour la phase. Chaque harmonique du signal subit ces imperfections. Les coefficients  $A_n$  et  $B_n$  de la série deviennent alors :

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T E K_n \sin \frac{\pi}{t} t + \theta_n \cos n\omega t dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T E K_n \sin \frac{\pi}{t} t + \theta_n \sin n\omega t dt$$

Après développement, les coefficients  $A_n$  et  $B_n$  s'écrivent : (Annexe XI)

$$A_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(2n \frac{t}{T}\right)^2} \left(1 + \cos n\omega t\right) \cos \theta_n + 2n \frac{t}{T} \sin n\omega t \sin \theta_n K_n \quad (2)$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(2n \frac{t}{T}\right)^2} \sin n\omega t \cos \theta_n - 2n \frac{t}{T} \cos n\omega t \sin \theta_n K_n \quad (3)$$

Pour un faisceau à une fréquence donnée, les coefficients  $K_n$  et  $\theta_n$  dus à la réflexion du capteur sont mesurés pour chaque harmonique et intégrés dans les équations (2) et (3). Les coefficients  $A_n$  et  $B_n$  sont ainsi modifiés. Ils sont ensuite introduits dans l'équation de la décomposition en série de Fourier (1).

Selon le chapitre I-3 d "Mesure de l'aire", la tension moyenne  $V_{moy}$  après transposition de fréquence et filtrage s'écrit :

$$V_{moy} = \sum_{m=0}^{\infty} 2 \cdot \frac{B_{2m+1}}{(2m+1)\pi} \quad \text{Annexe VI}$$

$B_{2m+1}$  représente les valeurs des coefficients  $B_n$  impairs de la série de Fourier du signal faisceau.

La tension moyenne idéale  $V_{moy_{idéale}}$  du modèle mathématique après filtrage vaut alors :

$$V_{moy_{idéale}} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{2}{(2m+1)\pi} \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(2(2m+1) \frac{t}{T}\right)^2} \sin(2m+1)\omega t$$

Cette tension affectée des imperfections du capteur  $V_{moy_{estimée}}$  devient :

$$V_{moy_{estimée}} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{2}{(2m+1)\pi} \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1}{1 - \left(2(2m+1) \frac{t}{T}\right)^2} \times \dots$$

$$\dots \left( \sin(2m+1)\omega t \cdot \cos \theta_{2m+1} \right) - \left( 2(2m+1) \frac{t}{T} \cdot \cos(2m+1)\omega t \cdot \sin \theta_{2m+1} \right) K_{2m+1}$$

L'impédance de charge  $Z_{Ch}$  du capteur est considérée idéale. ( $Z_{Ch} = 50 \Omega$ )

Les calculs de  $V_{moy_{idéale}}$  et de  $V_{moy_{estimée}}$  ont permis de mettre en évidence la déformation du signal modélisé due aux imperfections du capteur. Les coefficients  $K_{2m+1}$  et  $\theta_{2m+1}$  de l'équation de  $V_{moy_{estimée}}$  ont été déterminés à partir de la réflexion mesurée du signal  $V_{Capt.}$  en sortie du capteur.

L'impédance  $Z_{Bobine}$  en sortie du capteur a été déduite à partir des équations suivantes :

$$\rho_{Capt.} = \frac{Z_{Bobine} - Z_{Ch}}{Z_{Bobine} + Z_{Ch}} \quad Z_{Bobine} = Z_{Ch} \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}}{1 - \rho_{Capt.}} \quad \text{avec } Z_{Ch} = 50$$

La tension aux bornes du capteur  $v_C(t)$  en fonction du nombre de spires  $n$  de la bobine, de l'intensité faisceau  $i_F(t)$  et de l'impédance du capteur  $Z_{Bobine}$  s'écrit : (en considérant l'impédance de charge  $Z_{Ch}$  idéale,  $Z_{Ch} = 50$  )

$$v_C(t) = \frac{Z_{Bobine} \cdot Z_{Ch}}{Z_{Bobine} + Z_{Ch}} \cdot \frac{i_F(t)}{n} = Z_{Ch} \cdot \frac{(1 + \rho_{Capt.})}{2} \cdot \frac{i_F(t)}{n}$$

Le coefficient de réflexion mesuré (Annexe XII) met en évidence la réflexion du signal en fonction de la fréquence (Figure 30) :

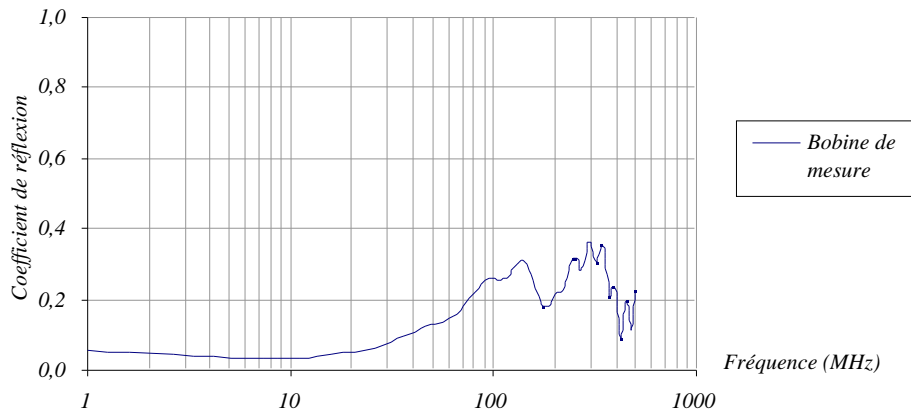


Figure 30 : Réflexion en sortie du capteur.

L'impédance  $Z_{Bobine}$  en fonction de la fréquence est représentée ci-dessous (Figure 31).

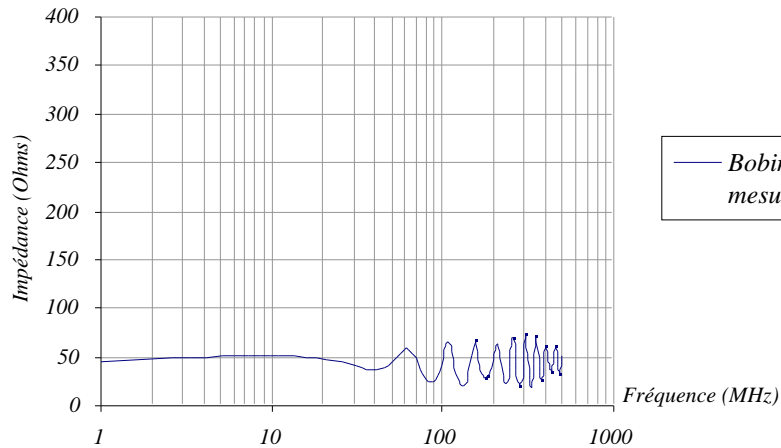
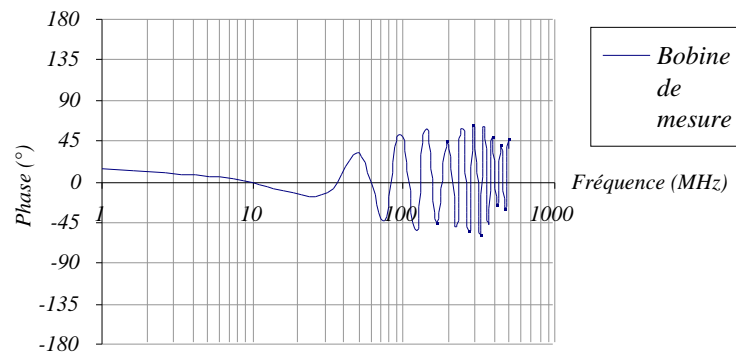


Figure 31 : Impédance de sortie du capteur



Le signal faisceau subit un décalage en phase.

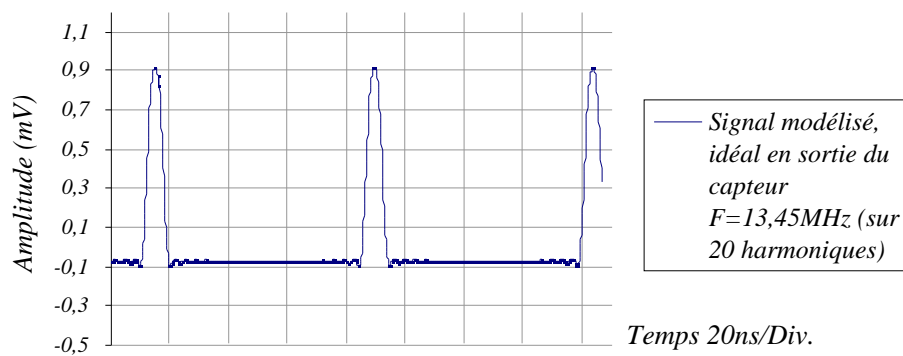
La bobine de mesure génère une variation de la phase en fonction de la fréquence (Figure 32).



**Figure 32 :** Déphasage du signal en sortie du capteur

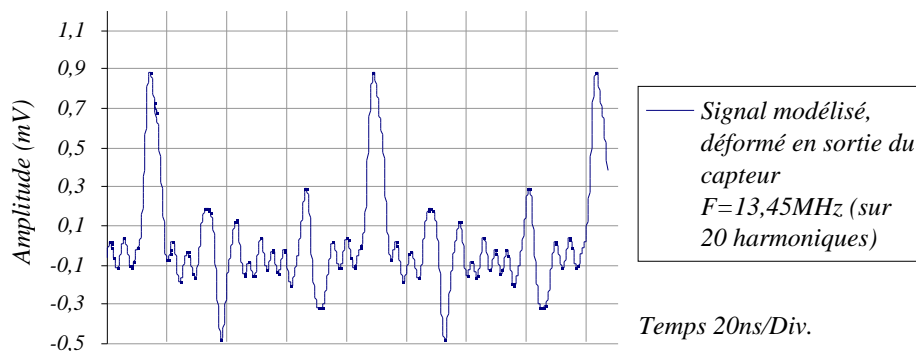
Le signal en sortie est donc faussé en amplitude et en phase sur chacune des harmoniques.

Le modèle du signal faisceau a été reconstitué à partir de sa série de Fourier (Figure 33).



**Figure 33 :** Série de Fourier du modèle.

La déformation du signal modélisé due aux imperfections du capteur est donnée figure 34.



**Figure 34 :** Série de Fourier du modèle affecté des imperfections du capteur.

#### d- Erreur de mesure due au capteur

L'erreur de mesure du capteur dépend de son impédance  $Z_{Bobine}$ , de l'impédance de charge et de la température. Pour des raisons techniques, l'influence de la température n'a pu être observée. L'impédance de charge est l'impédance  $Z_C$  d'entrée de l'analyseur de réseau lorsque celui-ci mesure le coefficient de réflexion  $\rho_{Capt.}$  du capteur (Annexe XIII).

La tension  $V_C(f)$  aux bornes du capteur est proportionnelle à l'intensité faisceau  $I_F(f)$ , au nombre de spires  $n$  mais aussi aux deux impédances  $Z_{Bobine}$  et  $Z_C$  :

$$V_C(f) = \frac{Z_{Bobine}(f) \cdot Z_C}{Z_{Bobine}(f) + Z_C} \cdot \frac{I_F(f)}{n} \text{ avec } Z_{Bobine}(f) = Z_C \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}(f)}{1 - \rho_{Capt.}(f)}$$

En utilisant le coefficient de réflexion  $\rho_{Capt.}$ , le module de la transmittance du capteur  $H(f)$

s'écrit :

$$|H(f)| = \left| \frac{V_C(f)}{i_F(f)} \right| = \frac{Z_C}{2n} \cdot \sqrt{1 + 2|\rho_{Capt.}(f)| \cdot \cos \varphi(f) + |\rho_{Capt.}(f)|^2} \quad \text{Annexe XIII}$$

L'incertitude de mesure sur la transmittance s'écrit :

$$0 \leq \frac{|H|}{|H|} = \frac{|H|}{|H|} \cdot \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|} = 10^{-4} \quad \text{Annexe XIII}$$

La sensibilité et l'erreur de mesure du capteur sont présentées ci-dessous (Tableau 4).

$Z_{Bobine} (\Omega)$	$50,00^{+20,58}_{-29,34}$
$\frac{V_C}{I_F} \left( \frac{V}{A} \right)$	$5,00^{+1,49}_{-1,50}$

**Tableau 4 : Sensibilité et erreur de mesure du capteur**

#### Résultats :

La mesure du coefficient de réflexion  $\rho_{Capt.}$  en sortie du capteur a permis de déterminer la transmittance du capteur.

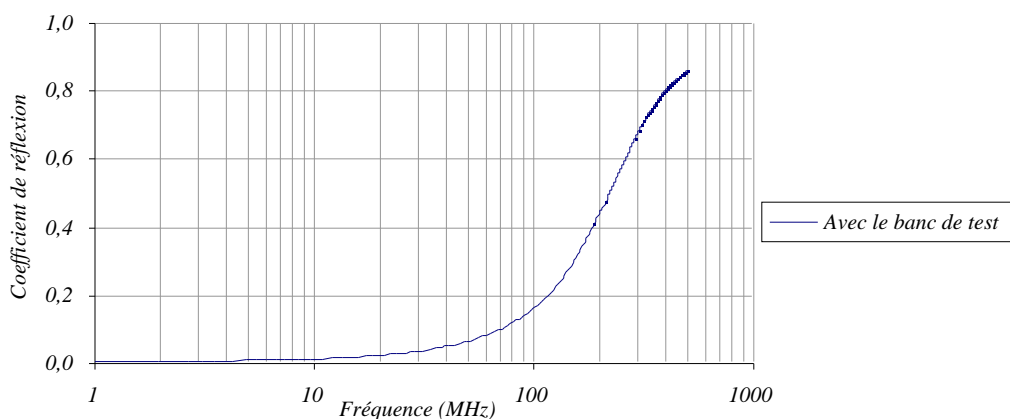
La sensibilité du capteur est de  $5,00 \frac{V}{A}^{+1,49}_{-1,50}$  entre 1MHz et 260MHz avec une précision de  $10^{-4}$ .

### e- Le modèle modifié

Le modèle modifié consiste simplement à insérer une spire d'étalonnage. Deux solutions ont été proposées dans le chapitre précédent, soit une antenne d'étalonnage, soit une spire d'étalonnage. La solution qui a été retenue est la spire d'étalonnage.

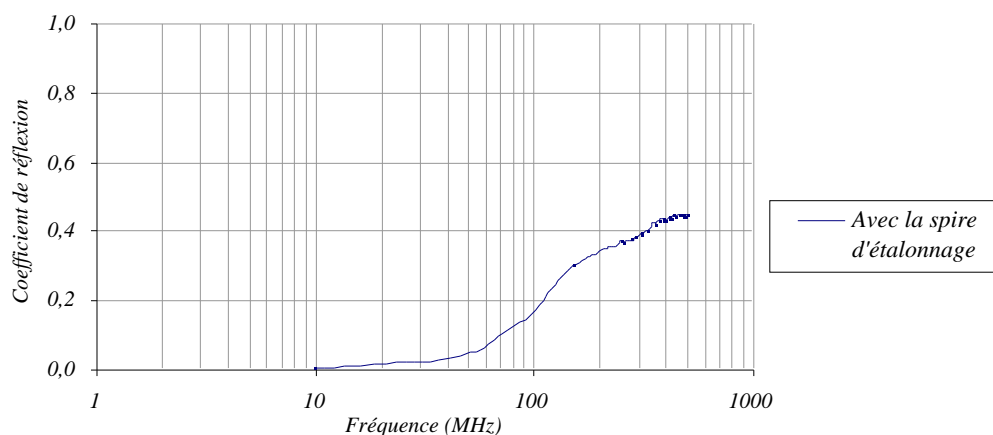
Avant l'installation du capteur sur la machine, des mesures ont été faites en laboratoire sur le banc de test.

La réflexion du signal d'étalonnage du banc a été mesurée (Figure 35, Annexe XII).



**Figure 35 :** Réflexion du signal d'étalonnage.

Cette mesure a été réalisée avec le capteur installé sur la machine (Figure 36, Annexe XII).



**Figure 36 :** Réflexion du signal d'étalonnage.

### Résultats :

Au-delà de 100MHz, la réflexion diminue. Le signal subit moins de réflexion en utilisant la spire d'étalonnage qu'avec le banc de test. L'erreur induite par la spire d'étalonnage sur le signal est donc plus faible. La spire d'étalonnage est validée.

## **II-2. Sa mécanique**

### **a- Installation du TI-HF dans le tube faisceau**

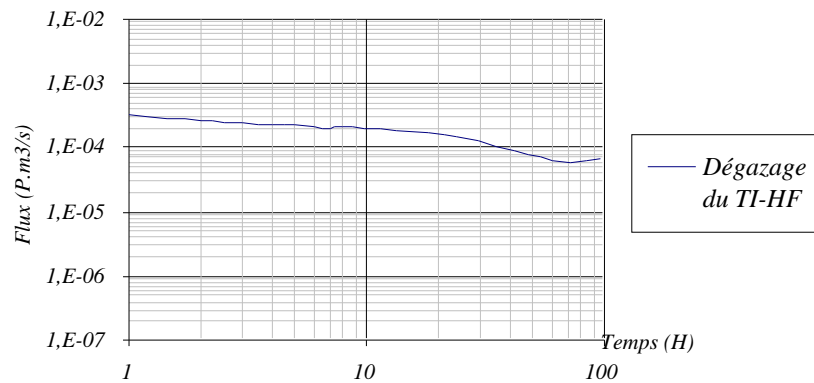
La première idée a été d'installer le capteur directement dans le tube faisceau sous vide. Pour déterminer la faisabilité de cette installation, la tenue au vide du capteur a été testée.

Ce test a été réalisé par des spécialistes du vide. Ce test de comportement sous vide du matériau est réalisé selon une procédure particulière. La mesure du flux de dégazage ne répond pas nécessairement à une norme précise, mais elle suit un ordre d'exécution établi entre spécialistes du vide. Un premier dégazage est effectué sur le matériau. Il subit ensuite une remontée du vide jusqu'à la pression atmosphérique. Il est placé ainsi à l'air libre pendant une heure voire plus. Puis, un deuxième dégazage est lancé. En fonction de ces résultats et de la pression voulue, une pompe supplémentaire sera installée. En règle générale et pour une pression désirée, le flux de dégazage impose le débit volume de l'installation de pompage. L'insertion du capteur sous vide génère une augmentation du dégazage dans la chambre. Pour préserver la pression constante, cette élévation de dégazage nécessite une augmentation du débit volume. Ce débit est obtenu en ajoutant une pompe. Mais la modification du pompage ne doit pas engendrer un surcoût excessif, c'est la limite d'installation de la pièce sous vide.

Remarque : Par convention, la pression d'une enceinte au GANIL est exprimée en millibar (mbar). Quant au flux de dégazage, il est exprimé en Pascal mètre cube par seconde ( $P.m^3/s$ ).

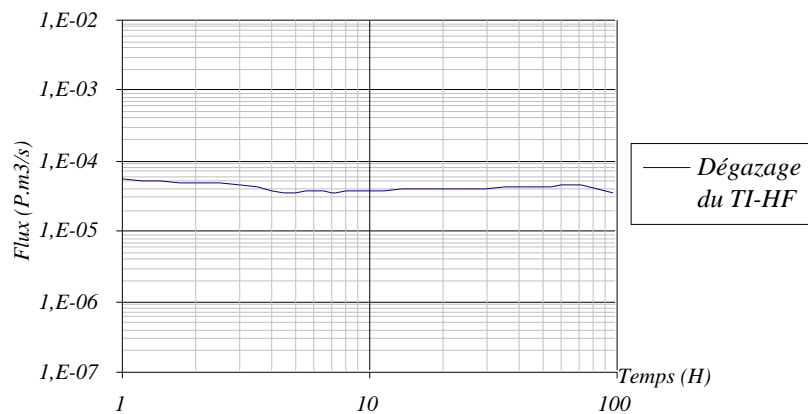
La première étape a donc été de mesurer le dégazage du TI-HF.

La première séquence de dégazage montre la difficulté de descendre en pression (Figure 37).



**Figure 37 :** Première séquence de test sous vide du TI-HF

Après deux heures à l'air libre, le TI-HF est soumis à un second test de dégazage (Figure 38).



**Figure 38 :** Deuxième test sous vide du TI-HF

Le dégazage atteint péniblement un flux de  $10^{-5}$  P.m<sup>3</sup>/s. La pression de la ligne L1 où est installé le capteur est de  $10^{-7}$  mbar (soit  $10^{-5}$  Pascal). Notons qu'une pression inférieure à  $10^{-8}$  mbar correspond au domaine de l'ultravide. Dans ces ordres de grandeur, le pompage devient difficile et coûteux et l'installation de la pièce également.

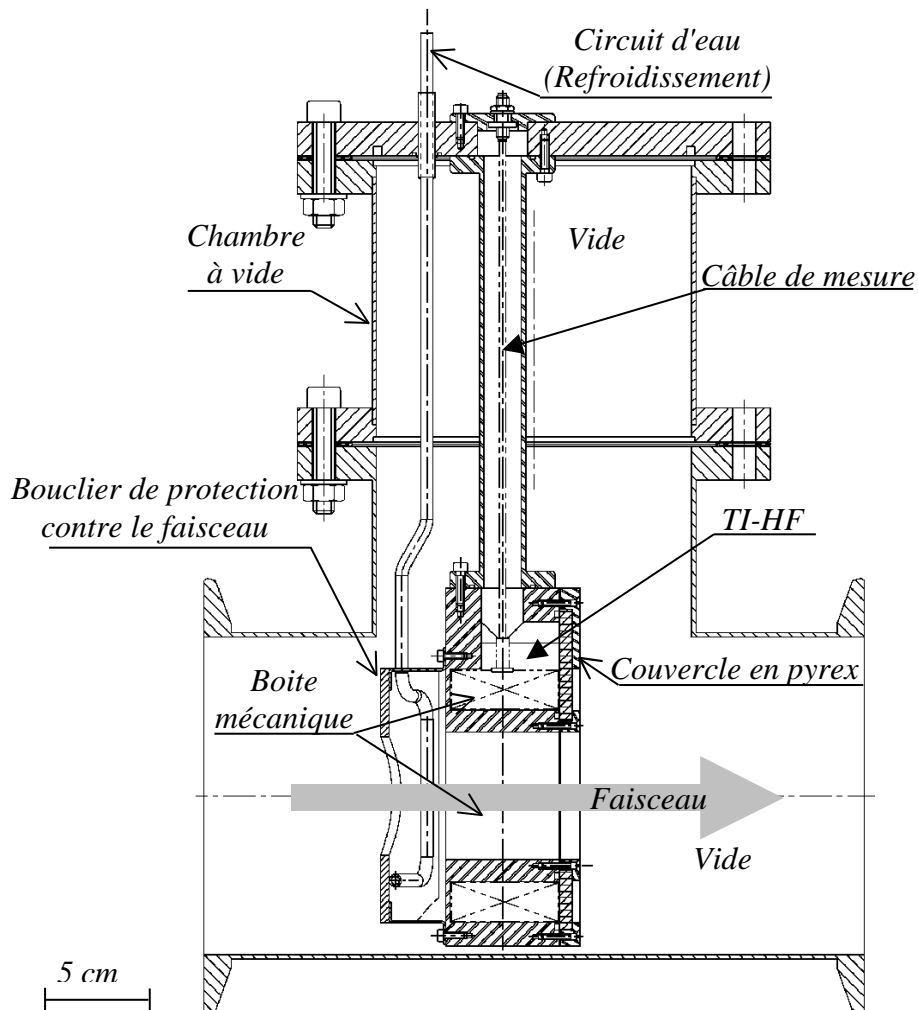
### Résultats :

Ce test de tenue sous vide du capteur a été fait lors de l'étude préliminaire par le thésard. Les résultats (Figures 37 et 38) montrent l'impossibilité d'insérer le capteur directement dans la chambre à vide. Cette solution n'a pas été validée.

### **b- Installation du TI-HF dans une boîte étanche**

Le capteur a été installé dans une boîte mécanique, elle-même installée à l'intérieur du tube faisceau. Cette boîte a été réalisée lors de l'étude préliminaire.

La chambre à vide sert ainsi de blindage HF, en conséquence la mécanique devient plus complexe mais le blindage très efficace. (Figure 39)



**Figure 39 : TI-HF inséré dans la ligne de faisceau**

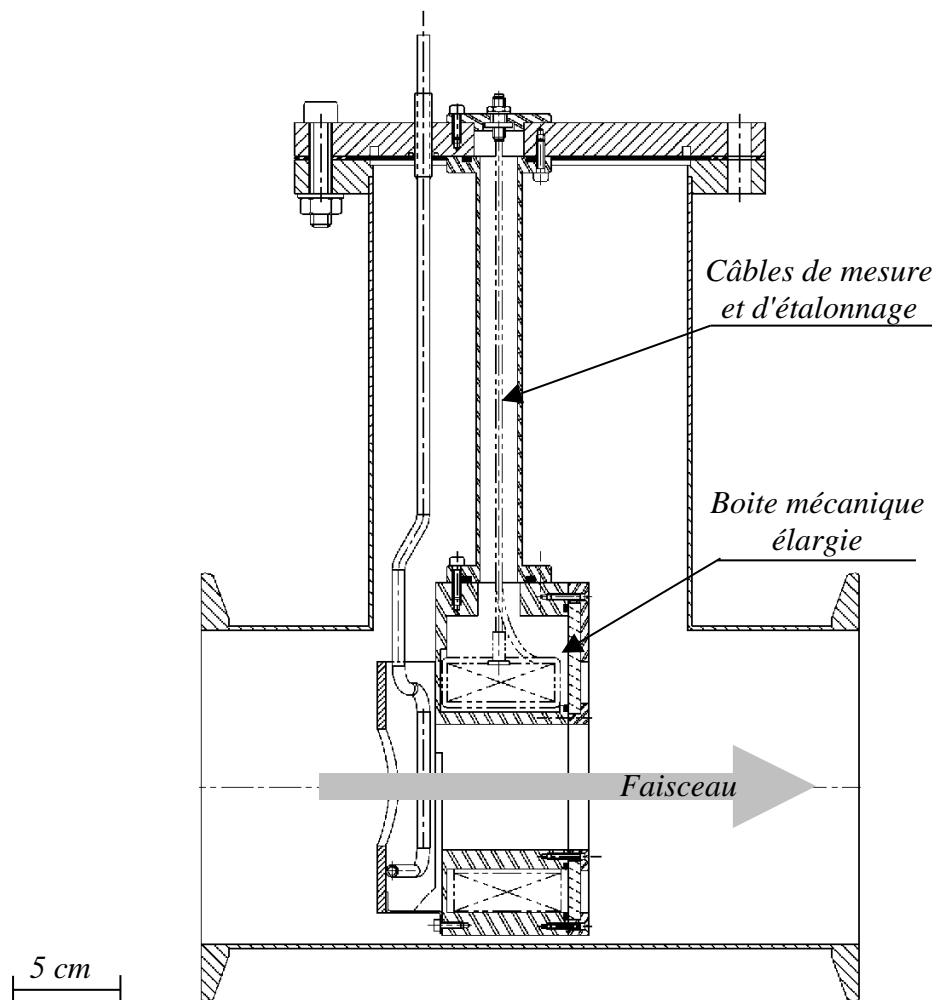
Sur une ligne de faisceau, il existe un grand nombre d'équipements optiques, de guidage et de diagnostics. Il fallait trouver parmi tous ces éléments un emplacement judicieux et suffisant pour y insérer le capteur et sa mécanique. Le capteur devait être démontable le plus facilement possible sans aucune conséquence néfaste pour les autres

équipements. Avec une mécanique adaptée à celle d'une sonde capacitive, le capteur peut être installé partout où se trouve une sonde.

La boîte mécanique étanche du TI-HF a été modifiée pour accueillir la spire d'étalonnage. Cette modification a été réalisée dans le cadre de ce projet.

Modification de la boîte pour insertion de la spire d'étalonnage :

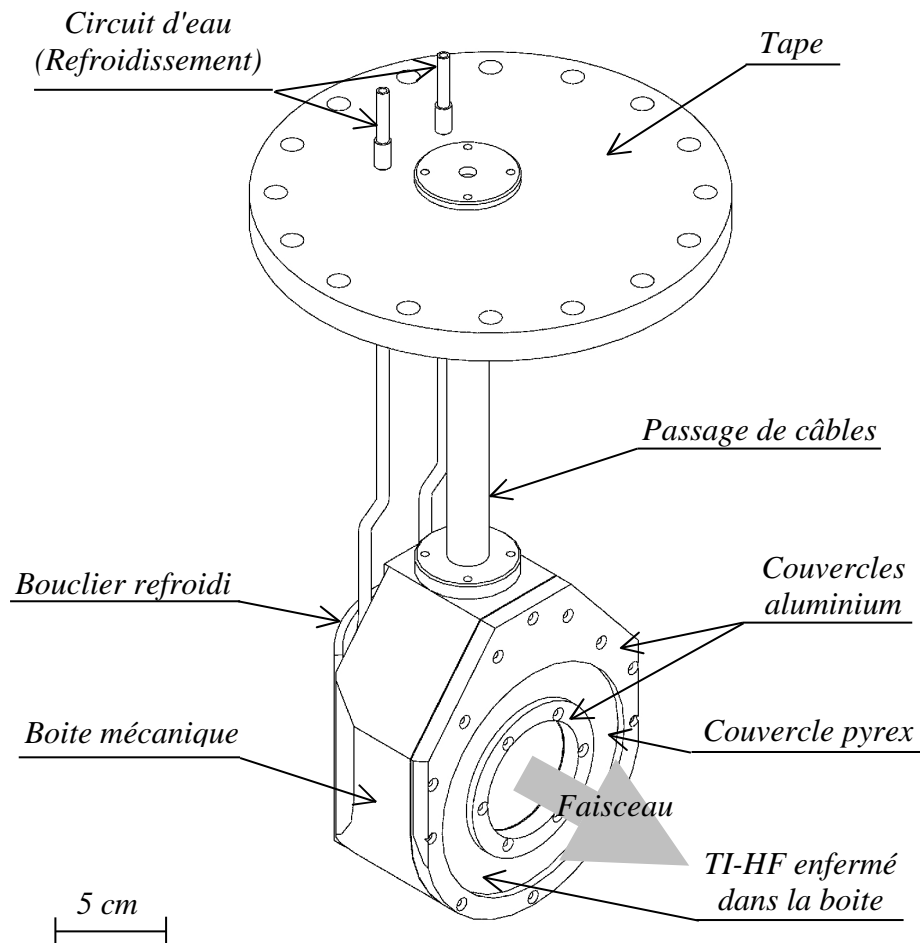
Le dessin ci-dessous montre l'élargissement de la boîte mécanique refaite (Figure 40).



**Figure 40 : TI-HF avec spire d'étalonnage**

La boîte mécanique n'a pas été usinée car il était impossible d'y insérer le câble coaxial KX3 pourtant fin ( 3mm). L'espace disponible était trop étroit.

Elle a donc été refaite par une société sous-traitante afin d'augmenter sa profondeur (Figure 41).



**Figure 41 : Boîte mécanique assemblée avant montage**

Deux gorges ont été prévues sur les diamètres intérieur et extérieur de la boîte, pour le passage du câble coaxial d'étalonnage

Malgré la présence d'un groupe mécanique sur le site du GANIL, cette sous-traitance était indispensable car la pièce demandait un usinage très spécifique. Cependant, le reste de la mécanique a été réalisé au GANIL.

Pendant ce projet, le capteur a été installé en lieu et place d'une sonde capacitive de position, peu utilisée, dans la ligne L1 section 5 et position 3 d'où son nom opérationnel L1.PG53 (PG pour Position Gravity). Ainsi il n'a pas été utile de modifier la ligne de faisceau



pour y installer le capteur puisque sa mécanique est adaptée à la mécanique d'une sonde capacitive.

L'emplacement choisi du TI-HF correspond à la sortie du regroupeur R1. En ce lieu, la dispersion de l'extension en phase du faisceau y est la plus grande. Si le système final est capable de mesurer le faisceau en cet endroit, il sera capable de le mesurer sur toute la machine, puisque c'est l'emplacement le plus défavorable en terme d'extension en phase. Autre avantage de ce lieu d'installation, l'énergie du faisceau étant plus faible, les problèmes radiologiques sont moins importants. Le démontage est donc moins contraignant au moins pendant la durée du projet.

#### Résultats :

La boîte étanche dotée d'une spire d'étalonnage est validée. Cette validation prend en compte l'insertion mécanique de la boîte, mais aussi les résultats de mesures effectuées sur la spire avant le montage de la boîte complète.

#### **c- L'environnement du TI-HF**

##### Le contrôle radiologique :

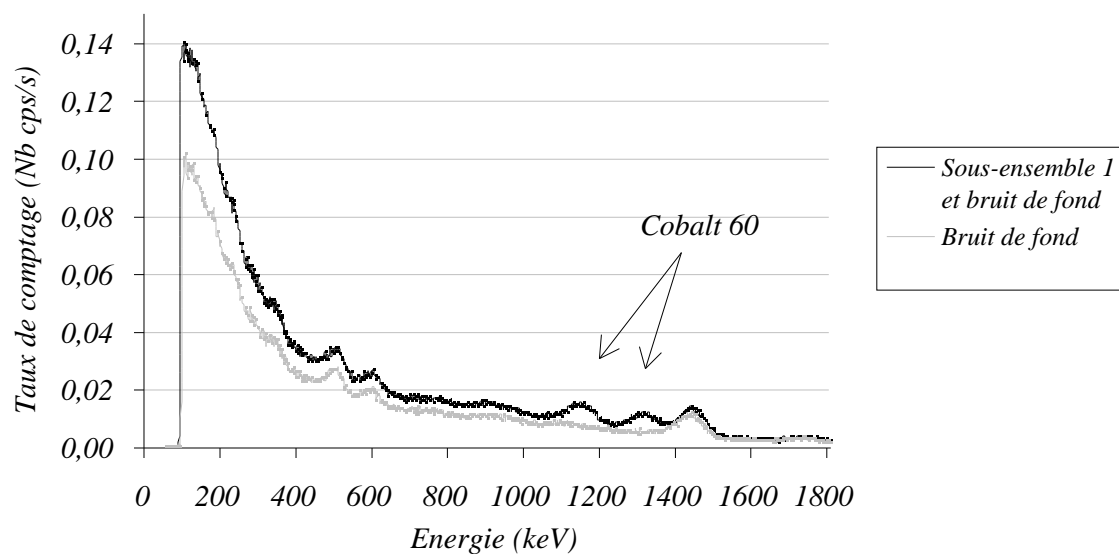
Pour modifier la boîte, l'ensemble mécanique du TI-HF devait être démonté. Un premier contrôle radiologique a été réalisé avant le démontage.

Après démontage, un comptage radiologique de l'ensemble a été entrepris dans une chambre de comptage afin de s'assurer de l'absence d'activité de l'ensemble. Même si ce comptage est systématique, il s'avérait important car la modification de la boîte pouvait être un usinage de la pièce. L'usinage d'une pièce même faiblement activée nécessite des précautions d'intervention.

A l'issue du démontage destiné à la modification mécanique, l'activité radiologique de l'ensemble a donc été contrôlée. A la grande surprise du Service de Protection contre les Rayonnements (SPR), l'activité s'est avérée positive. Surpris, car en cet endroit de la machine

l'énergie du faisceau dépasse rarement le mégaélectronvolt par nucléon (MeV/A). A ces énergies, la matière activée a un temps de désactivation relativement court. Quelques jours auparavant, une montée en puissance du faisceau avait été entreprise. Le jour de cette montée d'intensité, la puissance du faisceau atteignait 5KW. Cette puissance correspondait à une intensité moyenne du faisceau de 26μA (mesurée avec un TI basse fréquence). A l'issu de ce contrôle positif, l'ensemble a été désaccouplé afin d'effectuer un contrôle des deux sous-ensembles séparément.

Seul le sous-ensemble 1, composé du bouclier, du circuit d'eau et de la tape, était activé (Voir figure 41 P.51). La présence de cobalt 60 à deux énergies différentes a été détectée (Figure 42).



**Figure 42 :** Taux de comptage de l'ensemble TI-HF

Le sous-ensemble 1 a du être déposé en stockage provisoire, le temps de l'intervention sur le sous-ensemble 2.

Grâce à l'absence d'activité, le sous-ensemble 2 composé du TI-HF, de sa boîte, du passage de câbles et des couvercles (Voir figure 41 P.51), a pu être sorti de la zone INB (Installation Nucléaire de Base). Ceci a permis d'étudier les modifications à apporter à la boîte mécanique pour permettre le passage du câble coaxial KX3 utilisé comme spire d'étalonnage.

### L'étude thermique :

Selon les propos du constructeur développés dans le chapitre précédent, la température du capteur ne doit en aucun cas excéder 80°C. Il faut donc s'assurer que le capteur ne subisse pas d'élévation de température au-delà de cette valeur. Cette condition est importante puisque le projet THI prévoit une augmentation de l'intensité faisceau (d'un rapport 15), donc de la température. La mécanique pouvait supporter jusqu'à ce jour l'impact du faisceau, en revanche cela risque de devenir plus critique. Une étude de température est nécessaire.

Le capteur a été équipé d'un bouclier de protection, afin d'éviter l'impact du faisceau sur la boîte mécanique. Ce bouclier est en cuivre et il est refroidi par circulation d'eau. Selon les calculs thermiques entrepris à la conception, le pouvoir de dissipation de ce bouclier est de 10W de faisceau. [9]

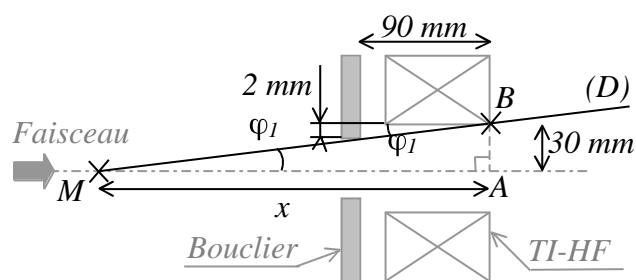
Le projet THI prévoit des puissances de faisceau de 6KW en sortie du troisième accélérateur (CSS2). Ceci correspond à une puissance faisceau de 60W dans la ligne L1 (lieu d'emplacement du capteur). Le bouclier ne pouvant dissiper que 10W, il peut subir une montée en température. Cet échauffement n'est possible que si le faisceau touche le bouclier.

### Résultats :

Si le bouclier reçoit une puissance faisceau d'une soixantaine de watts, il subit un échauffement. Par rayonnement, la boîte mécanique s'échauffe également. L'étude thermique montre que cette élévation de température serait en-dessous du seuil critique de 80°C. Le bouclier peut être considéré comme suffisamment efficace.

Mais le faisceau peut-il toucher la boîte directement ?

En règle générale, le faisceau ne peut être dévié que lors des phases de réglage, à l'aide d'éléments magnétiques. Il est aligné avec des "steerers" (ou déviateurs continus). Et il est guidé avec

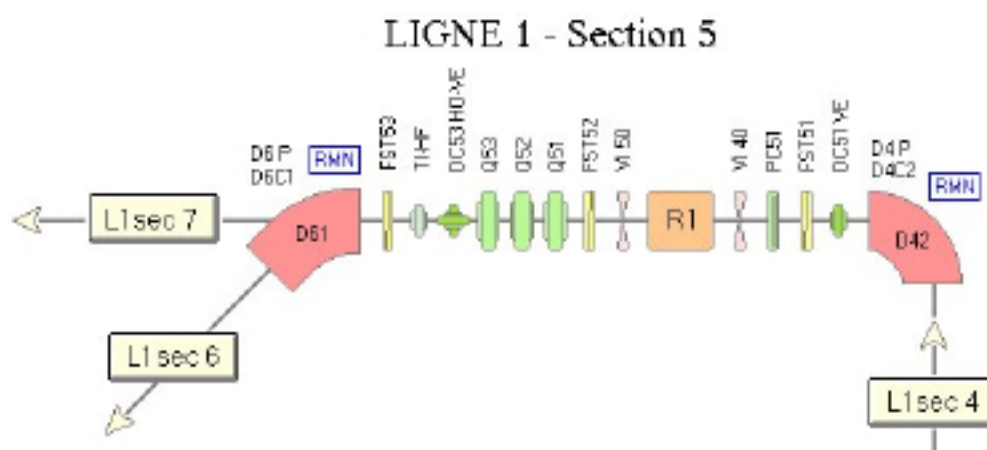


**Figure 43 :** Impact du faisceau sur le bouclier

des dipôles. Le premier impact possible du faisceau sur la boîte se situe sur un cercle de centre A, perpendiculaire au faisceau et passant par le point B (Figure 43). Le faisceau ne peut toucher la boîte que si un élément magnétique est placé à une distance inférieure à  $x$ .

La deuxième condition d'impact est :  $\tan \varphi_1 = \frac{2}{90} = \frac{30}{x} \quad x = \frac{30 \times 90}{2} = 1,35m$

En observant le tronçon de ligne de L1 section 5 (Figure 44) où est installé le capteur, les éléments magnétiques les plus proches sont le "steerer" L1.DC53 et le dipôle L1.D42.



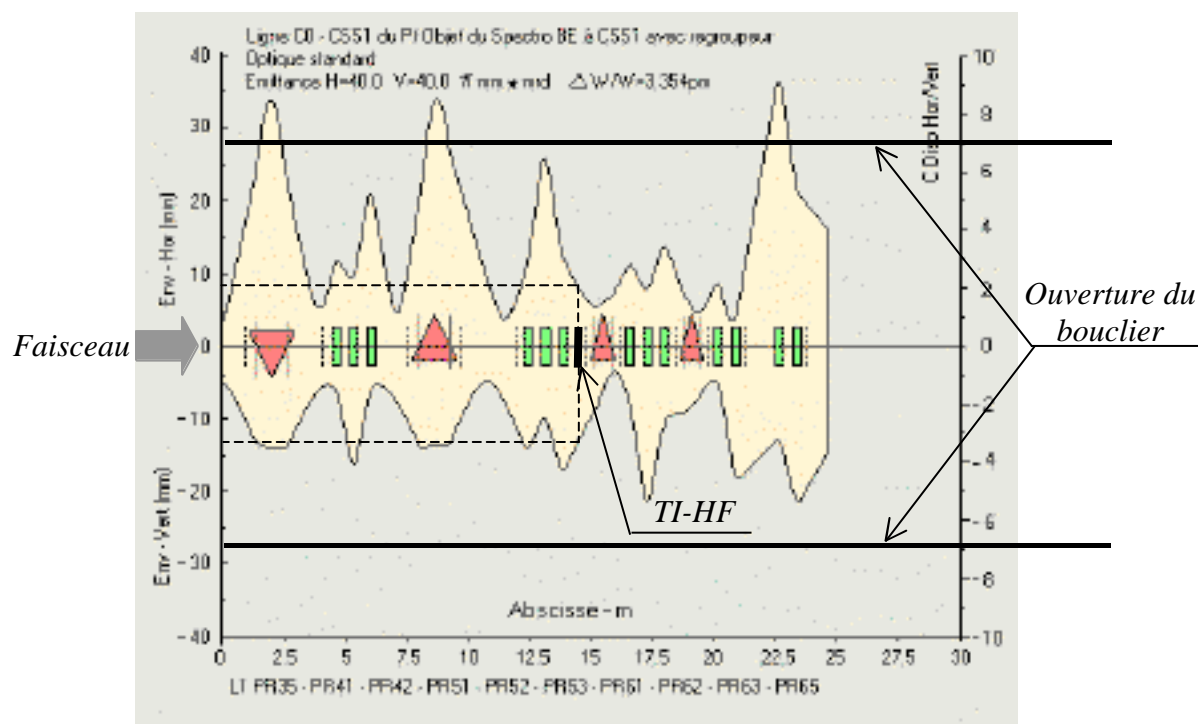
**Figure 44 :** Position des éléments magnétiques par rapport au capteur

La distance entre le dipôle et le capteur étant supérieure à six mètres, le dipôle ne peut pas amener le faisceau en contact sur la boîte mécanique. Par contre, le "steerer" est situé à une trentaine de centimètres, il est donc suffisamment proche pour prétendre à l'impact. L'angle maximal que peut donner un "steerer" au faisceau est de 3mm.mrad, soit 0,18°. A trente de centimètres du capteur, il faudrait un angle de déviation  $\varphi_D$  supérieur ou égal à 5,7°.

$$\varphi_D \geq \tan^{-1} \frac{30mm}{30cm} = 5,7^\circ$$

Par conséquent, aucun élément magnétique ne peut emmener le faisceau sur la boîte.

Le guidage d'un faisceau de particules est très particulier. En effet, sans éléments de focalisation, le faisceau diverge indéfiniment. Il faut alors le faire converger régulièrement à l'aide de quadrupôles. Le faisceau possède ainsi une enveloppe oscillante selon la distance de parcours (Figure 45). Ces variations d'enveloppes sont appelées "oscillations bétatroniques".



**Figure 45 :** Enveloppe du faisceau par rapport à l'ouverture du bouclier

Avec une enveloppe horizontale inférieure à 10mm et une enveloppe verticale inférieure à 15mm, le faisceau ne peut pas toucher le bouclier, et encore moins la boîte du TI-HF.

En conclusion, rien à craindre côté thermique, même avec les futurs faisceaux intenses. Le refroidissement du bouclier est suffisamment efficace. Il est validé.

## **CHAPITRE III**

### **LA CHAÎNE DE MESURE**

*La chaîne de mesure est composée de trois parties.*

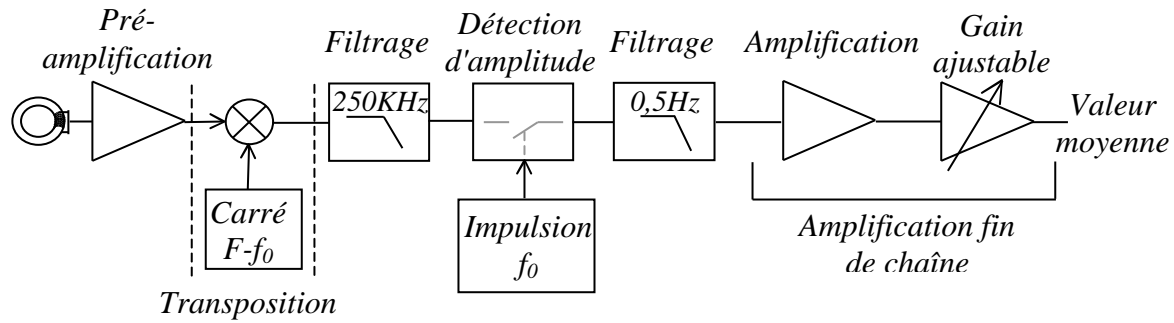
*La première partie présente la pré-amplification. Cette pré-amplification a été réalisée tout d'abord en tenant compte du bruit du milieu. Ses trois amplificateurs HF ont été principalement choisis en fonction de leur bande passante, de leur gain et de leur facteur de bruit. Les caractéristiques de ces amplificateurs sont expliquées, accompagnées des données constructeur et des mesures faites. Les différentes méthodes de ces mesures sont présentées également. La validation de la pré-amplification est présentée avec les résultats complets dans le chapitre IV.*

*En deuxième partie, les mesures sur le mélangeur et le multiplieur permettent de choisir l'un des deux composants dédié à la transposition de fréquence. Une présentation du générateur du signal carré utilisé pour cette transposition est ensuite proposée. Le filtrage après la transposition conclut ce chapitre. Le choix des composants constituant le générateur et le filtrage est justifié dans le chapitre IV.*

*En troisième partie, les mesures montrent les limites de la détection d'amplitude et de l'amplification fin de chaîne.*

### CHAPITRE III - LA CHAÎNE DE MESURE

La chaîne de mesure est réalisée selon le schéma bloc ci-dessous (Figure 46). Chacun des blocs est développé dans ce chapitre.



**Figure 46 : Principe de la chaîne de mesure**

Etant donné les très faibles niveaux des signaux mesurés, une pré-amplification semble indispensable.

En effet, l'intensité faisceau moyenne  $I_F \text{ moy}$  minimale à mesurer est de l'ordre du nanoampère électrique. En sortie du capteur, la tension moyenne équivalente  $V_{\text{moy}}$  minimale est seulement cinq fois plus petite, puisque :  $V_{\text{moy}} = R_{\text{eq}} \cdot I_{F\text{moy}}$  avec  $R_{\text{eq}} = 5$

La puissance du signal en sortie du capteur  $P_{\text{capteur}}$  s'écrit :

$$P_{\text{capteur}} = 20 \log 100 K_I \frac{I_F \text{ moy}}{\sqrt{\varphi}} + 13 \text{ dBm} = 20 \log K_I \frac{I_F \text{ moy}}{\sqrt{\varphi}} + 53 \text{ dBm}$$

$$\text{avec } K_I = 1 \sqrt{\varphi} / A$$

Un récapitulatif des équivalences des grandeurs mises en jeu est présenté sous forme de tableau (Tableau 5). Les valeurs ont été calculées avec une extension en phase  $= 40^\circ$ .

$I_F \text{ moy}$	1 nA	10 nA	100 nA	1 $\mu$ A	10 $\mu$ A	100 $\mu$ A
$V_{\text{moy}}$	5 nV	50 nV	500 nV	5 $\mu$ V	50 $\mu$ V	500 $\mu$ V
$P_{\text{capteur}}$	-143 dBm	-123 dBm	-103 dBm	-83 dBm	-63 dBm	-43 dBm
$V_{\text{eff}}$	15,8 nV	158 nV	1,58 $\mu$ V	15,8 $\mu$ V	158 $\mu$ V	1,58 mV

**Tableau 5 : Récapitulatif des grandeurs**

### III-1. Pré-amplification

Avant de présenter la chaîne de pré-amplification, il est intéressant de présenter les données importantes d'un amplificateur. Généralement, la transmission d'un amplificateur est caractérisée par son gain en tension. Mais dans cette gamme de fréquence, le gain  $G$  en puissance est préféré. Il exprime le rapport de la puissance du signal de sortie  $P_S$  sur la puissance du signal en entrée  $P_E$  :

$$G (dB) = 10 \log \frac{P_S (W)}{P_E (W)}$$

Les caractéristiques élémentaires d'un amplificateur sont :

- Le gain
- La bande passante
- Le niveau de sortie maximal
- Le facteur de bruit

Dès que la fréquence de travail devient élevée (au-dessus de quelques mégahertz) d'autres données importantes entrent en jeu :

- Le point de compression à 1 dB
- Les points d'inter modulation d'ordre 2 et 3
- Les paramètres S

Après amplification et traitement, le système de mesure doit retourner une valeur moyenne directement proportionnelle à l'intensité faisceau moyenne. Afin de distinguer le signal du bruit, notamment à la sortie d'un amplificateur opérationnel le niveau du signal doit être au moins de quelques millivolts. Si  $I_{Fmoy} = 1nA$ , la tension en sortie du capteur  $V_{moy}$  vaut 5nV. La tension moyenne en sortie de la chaîne de mesure sera prise au moins égale à 1mV. Soit un gain en tension  $G_{Vmax}$  de la chaîne de mesure de 200 000.

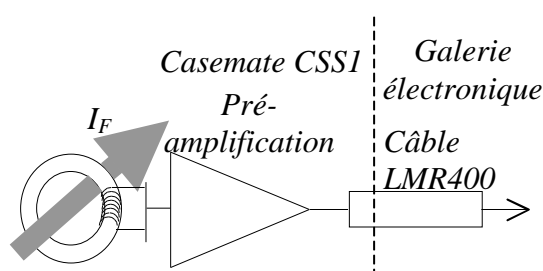
$$G_{V \max} = \frac{\text{Tension moyenne en sortie de la chaîne}}{\text{Tension moyenne équivalente en entrée de la chaîne}} = \frac{1 \text{ mV}}{5 \text{ nV}} = 200\,000$$



Le gain en tension  $G_V$  de 200.000 étant considérable, il a été réparti entre le gain de pré-amplification et le gain fin de chaîne. Le gain de pré-amplification a été choisi le plus élevé possible. Le manque de gain sera complété par le gain fin de chaîne (basse fréquence), utilisant des amplificateurs opérationnels traditionnels.

Il faut déterminer le gain de pré-amplification minimum pour dissocier le signal du bruit.

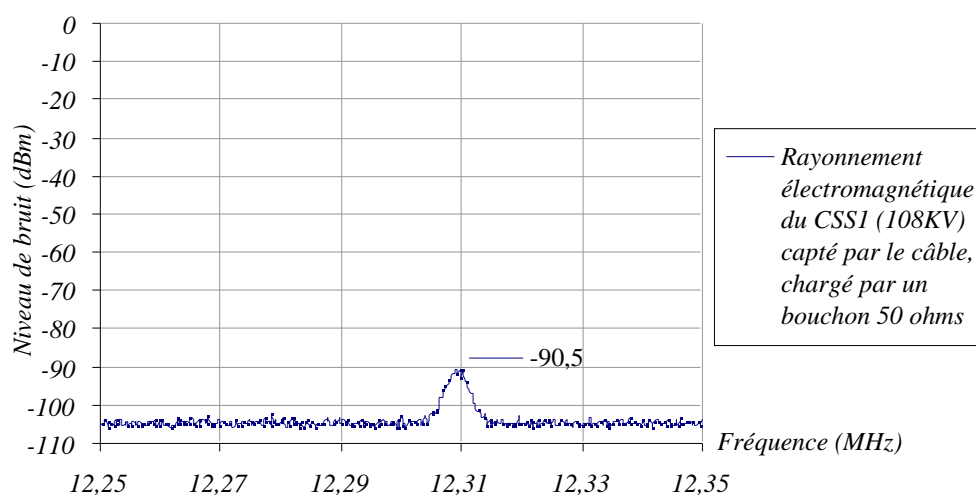
#### a- Bruit du milieu



**Figure 47 :** Connexion du câble de liaison LMR400

L'essentiel est donc d'amplifier le signal issu du capteur au-dessus du bruit capté par le câble de type LMR400, câble de liaison entre la casemate CSS1 et la galerie électronique<sup>8</sup> (Figure 47). Ce bruit synchrone est un signal à la fréquence

machine. Il correspond au rayonnement électromagnétique de l'accélérateur CSS1. Son niveau a été mesuré sur plusieurs faisceaux (Annexe XIV). Chacun de ces faisceaux était accéléré à des niveaux de tensions et à des fréquences différentes. Un exemple des résultats de mesure est présenté ci-dessous (Figure 48).



**Figure 48 :** Bruit du câble LMR400 (cas d'un faisceau de Soufre 36 accéléré à 12,31MHz)

<sup>8</sup> Lieu où est installée toute l'électronique des accélérateurs, en particulier celle associée au TI-HF.

En considérant le cas le plus défavorable, mesure d'un faisceau de 1nA soit une puissance de signal en sortie du capteur de -143dBm, le gain G de la pré-amplification doit être supérieur à :  $G > -90,5\text{dBm} - (-143\text{dBm}) = 52,5\text{dB} = G_{\text{minimum}}$

#### **b- Choix des amplificateurs**

La première caractéristique choisie dans la recherche d'amplificateurs est la bande passante. Celle-ci a été déterminée en fonction la bande passante du capteur. La bande ainsi choisie est comprise entre 5 et 500MHz. (Les amplificateurs de cette bande sont moins commercialisés que les amplificateurs dont la fréquence de coupure basse est supérieure à 1GHz. Ceci est dû au marché des téléphones portables.)

Ensuite, le choix s'est porté sur le facteur de bruit, particulièrement celui du premier amplificateur. Le rappel de l'équation du facteur de bruit total  $F_T$  d'une chaîne met en évidence cette particularité :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} \quad \text{Annexe VII}$$

Les facteurs de bruit ( $F_2$  et  $F_3$ ) des deux autres amplificateurs sont d'autant négligeables que le gain du premier  $G_1$  est important.

Il faut donc trouver un amplificateur début de chaîne à fort gain  $G_1$  et faible facteur de bruit  $F_1$ , caractéristiques difficilement compatibles. Un amplificateur faible bruit possède rarement un fort gain. Le gain minimum de la chaîne de pré-amplification  $G_{\text{minimum}}$  est de 52,5dB. Les recherches entreprises n'ont pas permis de trouver un amplificateur possédant un tel gain.

De plus, pour une intensité faisceau moyenne  $I_{\text{f moy}}$  de 100μA et une extension en phase de 40°, la puissance du signal (en sortie du capteur) est de -43dBm. Parmi les amplificateurs trouvés, leur puissance de sortie  $P_s \text{ max}$  n'excède pas  $+7,5\text{dBm}_{-2,5}^{0,0}$ , soit +5dBm. Le gain maximal de la chaîne de pré-amplification est alors :  $G_T \text{ max} = 5 - (-43) = 48\text{dB}$ .

Il faut un gain  $G_T$  min de 52,5dB pour dissocier le signal du bruit et un gain total  $G_T$  max de 48dB pour ne pas saturer la pré-amplification. La solution est d'utiliser une commutation de gain.

Pour plus de souplesse, cette commutation se fait avec trois amplificateurs au lieu de deux. Le BX6719 est en début de chaîne pour son fort gain  $G_1$  et son faible facteur de bruit  $F_1$ . Les deux amplificateurs suivants sont le BX6143 et le BX6457. Les caractéristiques de ces trois amplificateurs ont été mesurées (Annexe IX). Elles sont présentées ci-dessous (Tableau 6)

	<i>BX 6719</i>		<i>BX 6143</i>		<i>BX 6457</i>	
	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>
<i>Bande passante (MHz)</i>	5-500	4,5-500	5-500	4,5-500	5-400	6-380
<i>Gain (dB)</i>	33 $\begin{smallmatrix} +1,0 \\ -1,0 \end{smallmatrix}$	34,00 $\pm 0,01$	15,7 $\begin{smallmatrix} +0,0 \\ -1,2 \end{smallmatrix}$	15,50 $\pm 0,01$	15,0 $\begin{smallmatrix} +0,0 \\ -1,0 \end{smallmatrix}$	14,80 $\pm 0,01$
<i>Facteur de bruit (dB)</i>	1,7 $\begin{smallmatrix} +0,3 \\ -0,0 \end{smallmatrix}$		1,6 $\begin{smallmatrix} +0,9 \\ -0,0 \end{smallmatrix}$		2,0 $\begin{smallmatrix} +1,0 \\ -0,0 \end{smallmatrix}$	
<i>Gain en tension</i>	44,67 $\begin{smallmatrix} +5,45 \\ -4,86 \end{smallmatrix}$	50,119 $\pm 0,058$	6,10 $\begin{smallmatrix} +0,00 \\ -0,79 \end{smallmatrix}$	5,957 $\pm 0,007$	5,62 $\begin{smallmatrix} +0,00 \\ -0,61 \end{smallmatrix}$	5,495 $\pm 0,007$

**Tableau 6 :** Bande passante, gain et facteur de bruit des pré-amplificateurs

Le gain mesuré est compris dans l'intervalle de tolérance du gain et du facteur de bruit constructeur cumulés. Le gain total de la pré-amplification  $G_T$  mesuré est : (Tableau 7)

$$G_T = 64,30 \text{ dB} \pm 0,01$$

	<i>Chaîne de pré-amplification</i>	
	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>
<i>Bande passante (MHz)</i>	5-400	6-380
<i>Gain (dB)</i>	63,7 $\begin{smallmatrix} +1,0 \\ -3,2 \end{smallmatrix}$	64,30 $\pm 0,01$
<i>Facteur de bruit (dB)</i>	1,75 $\begin{smallmatrix} +0,33 \\ -0,00 \end{smallmatrix}$	
<i>Gain en tension</i>	1531,1 $\begin{smallmatrix} +186,8 \\ -471,8 \end{smallmatrix}$	1640,6 $\pm 2,1$

**Tableau 7 :** Bande passante, gain et facteur de bruit de la chaîne de pré-amplification

### Résultats :

La chaîne de pré-amplification validée est composée de l'amplificateur BX6719, suivi du BX6143 et du BX6457. Son gain en puissance est de 64,30dB $\pm 0,01$  (mesure reproductible).

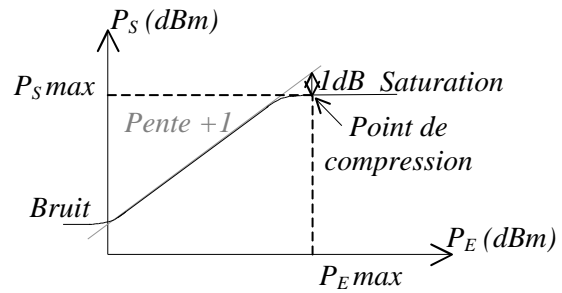
### **c- Point de compression à 1dB**

Appelée aussi puissance de sortie maximale  $P_{Smax}$ , le point de compression à 1dB est le début de la saturation d'un amplificateur. La puissance de sortie  $P_{Smax}$  (en dBm) est égale à la somme de la puissance d'entrée  $P_E$  (en dBm) et du gain en puissance  $G_{dB}$  (en dB), moins 1dB :

$$P_{S\max} = P_E + G_{dB} - 1dB$$

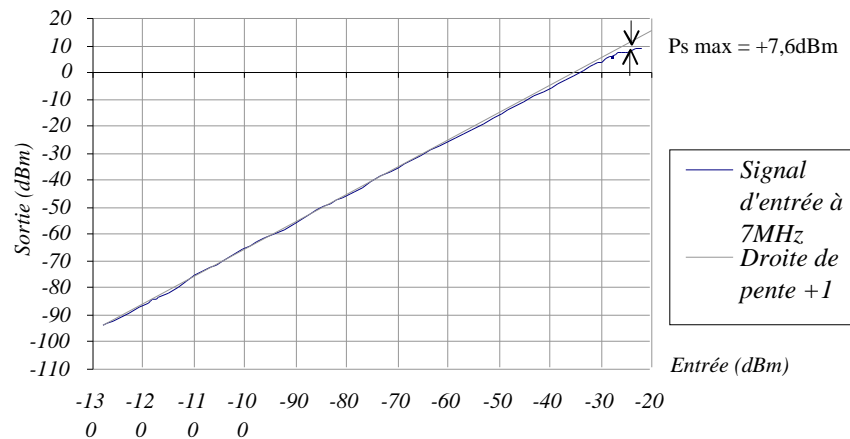
Le point de compression a été mesuré pour les trois amplificateurs (Annexe XV).

Avec le graphe, le point de compression est la puissance de sortie pour laquelle celle-ci s'écarte de 1dB de la droite de pente +1 (Figure 49). [7] Un exemple de



**Figure 49 : Point de compression d'un amplificateur**

relevé du point de compression du BX6719 (Annexe XV) est donné ci-dessous (Figure 50).



**Figure 50 : Point de compression du BX6719**

### Résultats :

Le point de compression à 1dB du BX6719 donné par le constructeur est de + 8dBm. Il a été déterminé graphiquement par approximation successive des mesures par rapport à la droite de pente +1 (Figure 50). Chacun des points mesurés de la courbe réelle a une incertitude de  $\pm 0,01dBm$ . La détermination de  $P_{S\max}$  dépend de la qualité du graphe. Les puissances de sortie maximale  $P_{S\max}$  des trois amplificateurs sont données ci-dessous :

Amplificateurs	$P_{S\max}$ constructeur	$P_S$ max mesurée
BX 6719	+9dBm $\begin{smallmatrix} +0,0 \\ -1,0 \end{smallmatrix}$	+ 7,60 dBm $\pm 0,01$
BX 6143	+7,5dBm $\begin{smallmatrix} +0,0 \\ -2,5 \end{smallmatrix}$	+ 4,90 dBm $\pm 0,01$
BX 6457	+10dBm $\begin{smallmatrix} +0,0 \\ -2,5 \end{smallmatrix}$	+ 6,60 dBm $\pm 0,01$

**Tableau 8 : Comparaison des  $P_S$  max des amplificateurs**

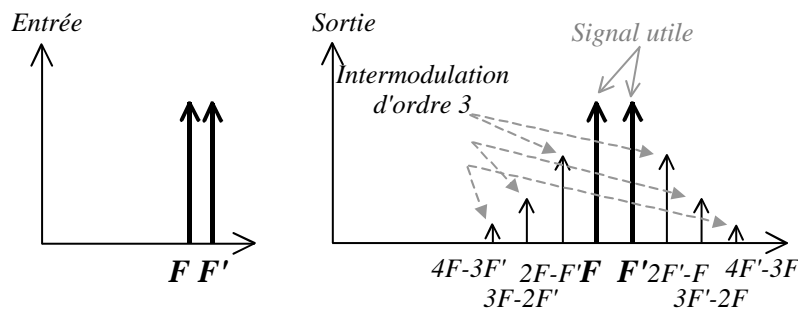
Les points de compression à 1dB des trois amplificateurs sont validés.

#### **d- Points d'intermodulation**

En envoyant un signal sinusoïdal en entrée d'un amplificateur à une fréquence  $F$ , il est amplifié par son gain à cette même fréquence. Mais au-dessus d'un certain niveau d'entrée, une raie à  $2F$  apparaît. Ce phénomène est l'intermodulation d'ordre 2. En augmentant davantage la puissance du signal d'entrée, une autre raie apparaît à  $3F$ . C'est l'intermodulation d'ordre 3. Connu des fabricants d'amplificateurs, ce phénomène est caractérisé par les points d'intermodulation d'ordre 2 et 3 respectivement  $IP2$  et  $IP3$ , donnés par les constructeurs.[7]

Remarque : L'intermodulation apparaît avant la saturation de l'amplificateur.

En pratique, l'intermodulation est observée en envoyant une somme de deux signaux de même amplitude et de fréquence  $F$  et  $F'$  en entrée de l'amplificateur. La non-linéarité se traduit par la présence d'intermodulations en sortie (Figure 51).

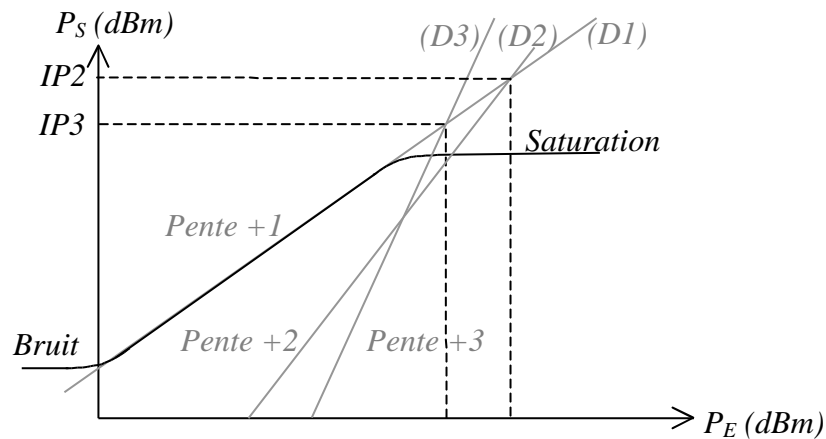


**Figure 51 : Spectre des signaux d'intermodulation**

Exemple : Si  $F=10\text{MHz}$  et  $F'=11\text{MHz}$ , les signaux d'intermodulation d'ordre 3 sont situés à  $9\text{MHz}$  ( $2F-F'$ ) et  $12\text{MHz}$  ( $2F'-F$ ), autant dire très proches des signaux utiles ( $F$  et  $F'$ ). Quant aux signaux d'intermodulation d'ordre 2 ( $2F$ ,  $2F'$  et  $F \pm F'$ ), ils sont situés aux fréquences  $1\text{MHz}$ ,  $20\text{MHz}$ ,  $21\text{MHz}$  et  $22\text{MHz}$ . Dans ce cas, les signaux indésirables les plus gênants sont ceux correspondant à l'intermodulation d'ordre 3. Ces signaux ont une grande amplitude.

Pour observer l'intermodulation d'ordre 2, un seul signal sinusoïdal de fréquence  $F$  est envoyé sur l'entrée de l'amplificateur ( $F'$  est alors nulle). Sa sortie est observée à l'aide d'un analyseur de spectre. En augmentant le niveau du signal d'entrée progressivement, les signaux

indésirables apparaissent en sortie. Dans ce cas, le signal parasite le plus gênant devient celui correspondant à l'intermodulation d'ordre 2. C'est pourquoi les constructeurs donnent les deux points d'intermodulation d'ordre 2 (IP2) et d'ordre 3 (IP3) (Figure 52).



**Figure 52 : Points d'intermodulation d'ordre 2 et 3 d'un amplificateur**

Ces points d'intermodulation d'ordre 2 et 3 (IP2 et IP3) permettent de connaître le niveau d'entrée maximum à partir duquel ce phénomène d'intermodulation apparaît en sortie de l'amplificateur. Le niveau de l'intermodulation accepté est fonction de l'erreur de linéarité voulue. Ces points sont donc importants.

Le point d'intersection des droites (D1) et (D2) a pour ordonnée IP2. (Figure 52)

Le point d'intersection des droites (D1) et (D3) a pour ordonnée IP3.

La droite (D1) de pente +1 a pour équation :  $P_S = P_E + G$

La droite (D2) de pente +2 a pour équation :  $P_S = 2 P_E + X$

La droite (D3) de pente +3 a pour équation :  $P_S = 3 P_E + X'$

avec G le gain en puissance (dB) de l'amplificateur.

Que valent X et X' ?

- Lorsque  $P_S = IP2$ ,  $P_S = P_E + G = IP2$  et  $2 P_E + X = IP2$

$$2 (IP2 - G) + X = IP2 \quad X = IP2 + 2 (G - IP2) = 2 G - IP2$$

- Lorsque  $P_S = IP3$ ,  $P_S = P_E + G = IP3$  et  $3 P_E + X = IP3$

$$3 (IP3 - G) + X = IP3 \quad X = IP3 + 3 (G - IP3) = 3 G - 2 IP3$$

$$P_S = P_E + G \quad (D1)$$

$$P_S = 2 P_E + (2 G - IP2) = P_{I2} \quad (D2)$$

$$P_S = 3 P_E + (3 G - 2 IP3) = P_{I3} \quad (D3)$$

La puissance  $P_S$  de l'équation de droite (D1) est la puissance en sortie du signal utile (supposé de fréquence  $F$ ). La puissance  $P_{I2}$  de l'équation de droite (D2) est la puissance en sortie de la raie parasite de fréquence  $2F$ . La puissance  $P_{I3}$  de l'équation de droite (D3) est la puissance en sortie de la deuxième raie parasite de fréquence  $3F$ .

Pour déterminer la valeur des points  $IP2$  et  $IP3$ , il faut tracer les droites  $D1$ ,  $D2$  et  $D3$ . Pour tracer les points de ces droites, il faut mesurer la puissance du signal en sortie de chaque amplificateur aux fréquences  $F$  pour le signal et,  $2F$  et  $3F$  pour les signaux indésirables (Annexe XVI).

- Le point d'intersection des droites (D1) et (D2) est le point  $IP2$ .
- Le point d'intersection des droites (D1) et (D3) est le point  $IP3$ .

Les points  $IP2$  et  $IP3$  ainsi déterminés sont donnés ci-dessous (Tableau 9).

	<i>BX 6719</i>		<i>BX 6143</i>		<i>BX 6457</i>	
	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>	<i>Constructeur</i>	<i>Mesures</i>
<i>IP2(dB)</i>	+36,0	+35,00 <sup>±0,01</sup>	+28,0	+27,00 <sup>±0,01</sup>	+35,0	+34,00 <sup>±0,01</sup>
<i>IP3(dB)</i>	+20,0	+19,00 <sup>±0,01</sup>	+20,0	+19,00 <sup>±0,01</sup>	+24,0	+23,00 <sup>±0,01</sup>

**Tableau 9 : Points d'intermodulation des amplificateurs**

Le signal faisceau issu du capteur comporte des harmoniques. Il s'avère intéressant d'étudier l'influence des intermodulations ( $IP2$  et  $IP3$ ) sur les harmoniques du signal faisceau modélisé. Cette étude a été réalisée en comparant la puissance des raies du signal faisceau en  $2F$  et  $3F$ , à celles de l'intermodulation d'ordre 2 et d'ordre 3. Ces puissances ont été comparées dans les cas les plus défavorables. Ces cas correspondent aux limites des deux commutations de gain (équivalentes à  $15\mu A$  et  $59\mu A$ ) et à l'intensité faisceau moyenne  $I_{Fmoy}$  maximale ( $100\mu A$ ). Ces commutations de gain sont présentées dans le paragraphe suivant III-1 f.

### Résultats :

Etant donné le faible écart entre  $P_{\text{capteur}}$  et  $P_M$ , les calculs sur le modèle sont validés (Tableau 10).  $\theta = 40^\circ$

$I_{F\text{moy}} (\mu A)$	16	46	100
$P_{\text{Capteur}} (dBm)$	-58,90	-49,80	-43,00
$P_M (dBm)$	-59,10	-50,00	-43,20
$P_M(\text{à } F) (dBm)$	-66,20	-57,10	-50,30
$P_M(\text{à } 2F) (dBm)$	-66,60	-57,50	-50,70
$P_M(\text{à } 3F) (dBm)$	-67,10	-58,00	-51,20

**Tableau 10 :** Comparaison entre puissances réelles du faisceau et celles du modèle

- $P_M$  est la puissance totale du modèle calculée sur vingt harmoniques.
- $P_M(\text{à } F)$  est la puissance de la raie à la fréquence  $F$  du modèle.
- $P_M(\text{à } 2F)$  est la puissance de la raie à la fréquence  $2F$  du modèle.
- $P_M(\text{à } 3F)$  est la puissance de la raie à la fréquence  $3F$  du modèle.

Pour  $I_{F\text{moy}} = 100\mu A$ , la puissance du fondamental  $P_M(\text{à } F)$  vaut : **-50,30dBm**  
 La puissance de l'harmonique 2  $P_M(\text{à } 2F)$  vaut : **-50,70dBm**  
 La puissance de l'harmonique 3  $P_M(\text{à } 3F)$  vaut : **-51,20dBm**

En sortie du premier amplificateur (BX6719), ces puissances valent ( $G_{\text{BX6719}}=34,00\text{dB}$ ) :

$P_{\text{MBX6719}}(\text{à } F) = -16,30\text{dBm}$   $P_{\text{MBX6719}}(\text{à } 2F) = -16,70\text{dBm}$  et  $P_{\text{MBX6719}}(\text{à } 3F) = -17,20\text{dBm}$

La puissance du fondamental  $P_M(\text{à } F)$  en entrée de l'amplificateur génère en sortie une intermodulation d'ordre 2 et 3 appelée respectivement  $P_{I2}$  et  $P_{I3}$ .

$$P_{I2} = 2 P_E + 2G - IP2 \qquad P_{I3} = 3 P_E + 3 G - 2 IP3$$

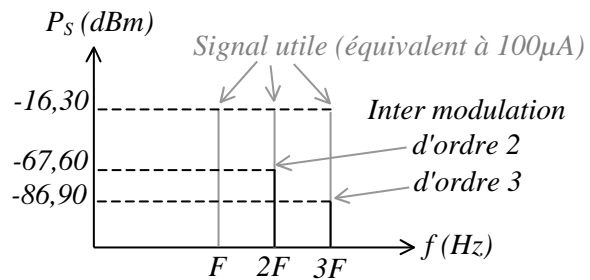
Pour le BX6719,  $P_{I2} = -67,60\text{dBm} \pm 0,01$  et  $P_{I3} = -86,90\text{dBm} \pm 0,01$ ,

puisque  $G = 34,00\text{dB}$ ,  $IP2 = +35,00\text{dBm}$  et  $IP3 = +19,00\text{dBm}$ .

Selon la décomposition de Fourier, le signal utile comporte trois premières raies de puissance respective  $-16,30\text{dBm}$  (à  $F$ ),  $-16,70\text{dBm}$  (à  $2F$ ),  $-17,20\text{dBm}$  (à  $3F$ ), auxquelles viennent se superposer deux raies parasites de puissance :  $-67,60\text{dBm}$  (à  $2F$ ) et  $-86,90\text{dBm}$  (à  $3F$ ).

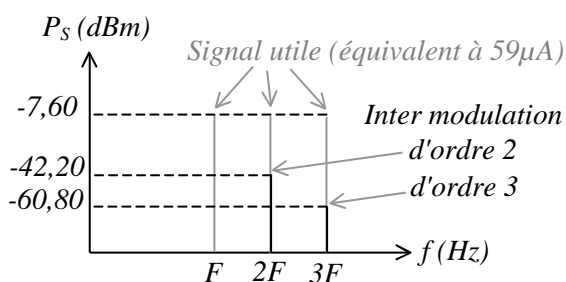


A la fréquence  $2F$ , le rapport signal/bruit de la raie est de 50,90dB. A la fréquence  $3F$ , le rapport signal/bruit de la raie est de 69,70dB (Figure 53).

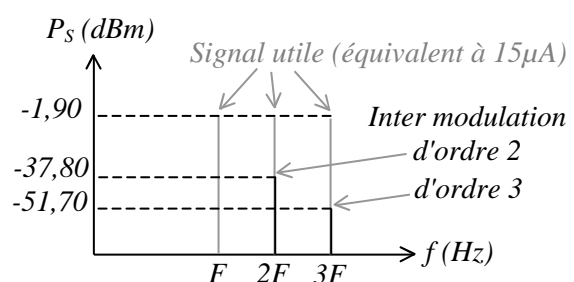


**Figure 53 :** Influence de l'intermodulation sur le BX6719

En tenant compte des commutations de gains, l'influence de l'intermodulation sur les deux autres amplificateurs est montée ci-dessous (Figures 54 et 55).



**Figure 54 :** Influence de l'intermodulation sur le BX6143



**Figure 55 :** Influence de l'intermodulation sur le BX6457

Plus le rang  $n$  de la  $n^{\text{ième}}$  harmonique du signal faisceau augmente, plus la puissance de ces harmoniques diminue. Ceci a été démontré par le calcul de puissance des harmoniques, en utilisant la décomposition de Fourier. L'intermodulation a donc moins d'effet lorsque la fréquence augmente.

En résumé, la perturbation de l'intermodulation est d'autant plus forte que le niveau d'entrée est élevé. Elle est d'autant plus faible que la fréquence des harmoniques augmente. Les raies parasites ne gênent pas même en considérant les cas les plus défavorables.

Les points d'intermodulation d'ordre 2 (IP2) et d'ordre 3 (IP3) sont validés.

### e- Paramètres S

Au même titre que le capteur, un amplificateur voit ses impédances d'entrée et de sortie évoluer en fonction de la fréquence. Ceci est lié à la réflexion du signal en entrée et en sortie. Cette réflexion est représentée par deux des quatre paramètres S d'un amplificateur,  $S_{11}$  et  $S_{22}$ . Ces paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  et  $S_{22}$  sont des données constructeur. Ils évoluent en

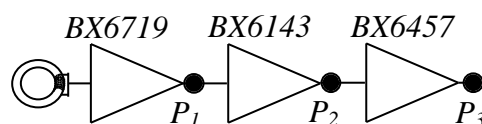
fonction de la fréquence. Les réflexions en entrée ( $S_{11}$ ) et en sortie ( $S_{22}$ ), et le gain en puissance  $S_{21}$  apportent une erreur sur le signal. Pour une fréquence donnée, cette erreur est constante. Selon la définition de ces paramètres présentés en annexe XVII, l'erreur de mesure doit être estimée en tenant compte des réflexions  $S_{11}$  et  $S_{22}$ , mais également du gain en puissance  $S_{21}$ . L'analyseur de réseau (Annexe XXII) permet la mesure des réflexions. La mesure du paramètre  $S_{21}$  est plus délicate. Ce paramètre a été mesuré par le constructeur en supposant idéales les impédances connectées sur l'entrée et la sortie de chaque amplificateur. Or ces impédances sont celles du capteur et des amplificateurs montés en cascade. Elles ne sont pas idéales. Difficile donc de donner une valeur réelle de  $S_{21}$ .

#### Résultats :

La solution est de mesurer le gain de toute la chaîne de pré-amplification en fonction de la fréquence. Ceci permet d'estimer l'erreur due à la pré-amplification. Cette erreur est compensée par le gain en fin de chaîne.

#### **f- Commutation des gains**

A ce stade, la chaîne de pré-amplification est composée de trois amplificateurs montés en série, le BX6719, le BX6143 et le BX6457 (Figure 56).



**Figure 56 :** Puissance en sortie des amplificateurs

Le BX6457 ( $P_3$ ) est le premier amplificateur à saturer (Tableau 11).  $\theta = 40^\circ$ .

$I_F \text{ moy}$	1nA	10 nA	100 nA	1μA	10μA	20μA	100μA
$P_{\text{capteur}}$	-143 dBm	-123 dBm	-103 dBm	-83 dBm	-63 dBm	-57 dBm	-43 dBm
$P_1$	-110 dBm	-90 dBm	-70 dBm	-50 dBm	-30 dBm	-24 dBm	-10 dBm
$P_2$	-94,3 dBm	-74,3 dBm	-54,3 dBm	-34,3 dBm	-14,3 dBm	-8,3 dBm	+5,7 dBm
$P_3$	-79,3 dBm	-59,3 dBm	-39,3 dBm	-19,3 dBm	+0,7 dBm	<b>+6,7 dBm</b>	+20,7 dBm

**Tableau 11 :** Puissances des harmoniques du faisceau

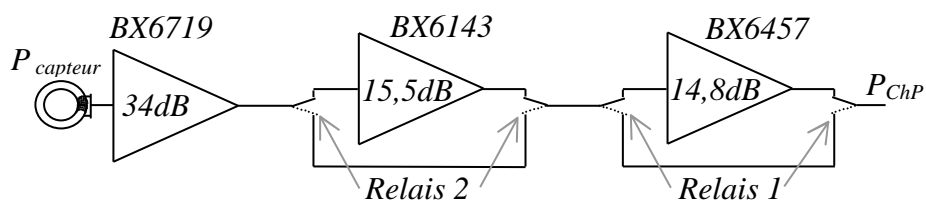
En effet, le point de compression à 1dB (ou puissance maximale en sortie) du BX6457 mesuré est de +6,6dBm.

Cet amplificateur est placé en fin de chaîne car sa puissance maximale est plus élevée que celle mesurée du BX6143 (+4,9dBm).

Pour éviter toute saturation, le niveau maximum admissible est fixé à +5dBm en sortie de la chaîne. Le gain total de la chaîne étant de 64,3dB, la puissance maximale admissible  $P_{\text{capteur}}$  est de -59,3dBm. Avec une extension en phase de  $40^\circ$ , cette puissance correspond à une intensité faisceau moyenne calculée  $I_{\text{Fmoy}}$  de 15,3μA. Dès 15μA de faisceau, le dernier amplificateur est déconnecté de la chaîne par commutation.

Selon le tableau 11 (page précédente) et après commutation du troisième amplificateur, le deuxième amplificateur sature dès +4,9dBm de puissance de signal maximale mesurée en sortie. En fixant le niveau maximum admissible en sortie de cet amplificateur à +2dBm, ceci correspond à une intensité faisceau moyenne de 59,7μA.

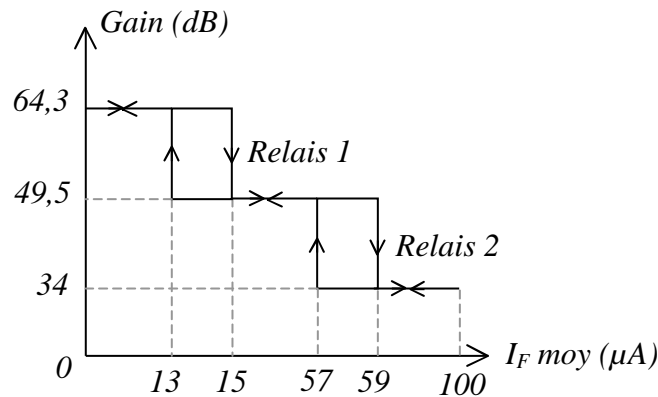
La chaîne de pré-amplification comporte deux commutations de gains. La première se déclenche pour une intensité faisceau supérieure à 15μA, en déconnectant le BX6457. La deuxième commute le BX6143 pour une intensité supérieure à 59μA (Figure 57).



**Figure 57 : Chaîne de pré-amplification**

$P_{\text{capteur}}$  est la puissance du signal faisceau en sortie du TI-HF.  $P_{\text{ChP}}$  est la puissance du signal faisceau en sortie de la chaîne de pré-amplification.

Afin d'éviter une commutation oscillante des relais, celle-ci suit deux cycles d'hystérésis (Figure 58).

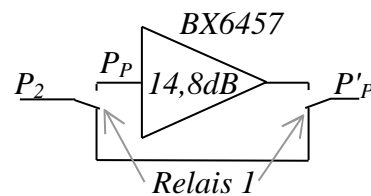


**Figure 58 :** Hystérésis des commutations de gain

Dans cette gamme de fréquence, le signal utile rayonne. Pour un relais, cela signifie qu'il se crée un signal parasite par rayonnement sur les contacts ouverts. En d'autres termes, si un amplificateur se trouve isolé par commutation d'un relais, son entrée capte une portion du signal utile. La puissance de ce signal parasite est fonction de la qualité de l'isolement inter contacts du relais. Appelée "isolation", cette donnée constructeur est exprimée en décibel.

Si le relais 1 est commuté, l'amplificateur BX6457 se trouve alors isolé (Figure 59).

Que vaut alors la puissance  $P_P$  du signal parasite en entrée de l'amplificateur ?



**Figure 59 :** Signal parasite capté par l'entrée de l'amplificateur

L'isolation entre contacts est fonction de la fréquence. A 5MHz elle vaut 80dB, alors qu'à 300MHz, elle est de 40dB. La puissance de signal parasite est celle du signal utile atténuée de 80dB sur les premières harmoniques. Pour les dernières harmoniques, elle est de moins en moins atténuée.

La puissance du signal parasite est :  $P_P = P_2 - 80\text{dB}$  (à 5MHz)

La puissance du signal parasite est :  $P_P = P_2 - 40\text{dB}$  (à 300MHz)

En sortie de l'amplificateur, ces puissances valent :  $P_P = P_2 - 80\text{dB} + 15\text{dB}$  (à 5MHz)

$P_P = P_2 - 40\text{dB} + 15\text{dB}$  (à 300MHz)

En sortie de l'amplificateur, ce signal parasite rayonne à nouveau, et se retrouve sur le deuxième contact du relais. Les puissances  $P'_p$  de ce signal deviennent alors :

$$P'_p = P_2 - 80\text{dB} + 15\text{dB} - 80\text{dB} = P_2 - 145\text{dB} \text{ (à 5MHz)}$$

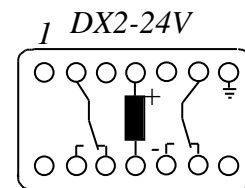
$$P'_p = P_2 - 40\text{dB} + 15\text{dB} - 40\text{dB} = P_2 - 65\text{dB} \text{ (à 300MHz)}$$

A 5MHz, l'isolation est proche de celle du fondamental du signal. A cette fréquence, l'isolation est suffisante pour ne pas perturber le signal. A 300MHz, elle est moins efficace, mais la puissance des harmoniques du signal est plus faible. En conséquence, l'isolation ne perturbe pas le signal sur tout le spectre de fréquences.

Le premier critère de choix du relais est la possibilité qu'il possède à commuter des signaux de fréquence haute, jusqu'à 500MHz. Il faut ensuite que l'isolation entre contacts soit la plus élevée possible, avec une résistance de contact la plus faible possible. Ce relais doit posséder également un contact RT (Repos Travail) équivalent à un inverseur.

Le relais choisi est un MATSUSHITA modèle DX2-24V. Etudié pour la commutation d'antenne, il est utilisable pour des signaux bas niveau. Les contacts sont doublés, en argent plaqué or, assurant une résistance de contact de 50mΩ. D'après le constructeur, la durée de vie du relais est estimée à cent millions de commutations.

Les contacts sont placés de part et d'autre de la bobine (Figure 60). Deux relais suffisent pour commuter deux amplificateurs puisqu'ils comportent un double contact RT.



**Figure 60 :** Brochage du relais

### Résultats :

La validation des trois amplificateurs et de la commutation est présentée avec les résultats complets du chapitre IV.

### **III-2. Transposition de fréquence**

Le chapitre précédent a permis de présenter les différents types de traitement du signal. Le traitement choisi est la mesure de l'aire du signal.

Cette mesure peut se faire selon deux méthodes, résumées ainsi :

- La détection synchrone (ou transposition en 0)
- L'intercorrélation (ou transposition en  $f_0$ )

En théorie, les deux méthodes donnent le même résultat. Cependant, la méthode choisie est l'intercorrélation. Ce choix est présenté dans le chapitre IV en comparant les résultats obtenus avec les deux méthodes.

L'intercorrélation est réalisée en multipliant le signal utile de fréquence  $F_{\text{Machine}}$  par un signal carré d'amplitude  $\pm 1V$  fréquence  $F_{\text{Machine}} - f_0$ . Cette multiplication peut être obtenue en utilisant un mélangeur ou un multiplieur. La nuance entre les deux est que le mélangeur mélange deux signaux par commutations de diodes, alors que le multiplieur est une multiplication linéaire de deux signaux. Mais dans les deux cas, le résultat est le même, la sortie équivaut au produit des deux entrées.

#### **a- Le mélangeur**

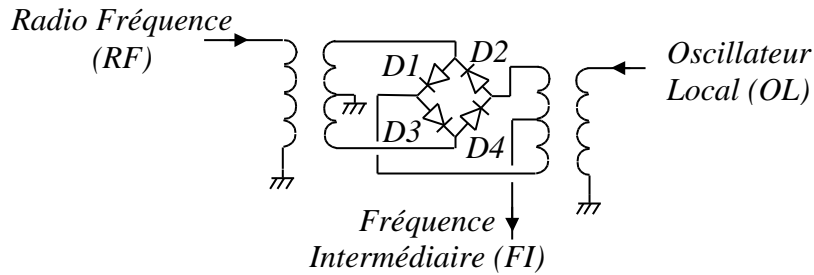
Le mélangeur est généralement utilisé pour translater un signal RF (RadioFréquence) par combinaison non linéaire avec un signal OL (Oscillateur Local). La présence de diode PIN<sup>9</sup> ne permet pas une multiplication linéaire des signaux. En effet, ce type de diode se comporte comme un "interrupteur". En polarisation directe, la diode est assimilée à un contact fermé. En polarisation inverse, elle est assimilée à un contact ouvert. Ce type de diode est également utilisé dans les commutateurs et interrupteurs de signaux. Ces composants sont utilisés dans de nombreuses applications. Ils sont présents aussi bien dans des systèmes de

---

<sup>9</sup> PIN = dopage **P** – couche **I**ntrinsèque non dopée – dopage **N**

réception très faible bruit, que dans les émetteurs de puissance (>100W), dans une très large gamme de fréquences (typiquement de 1MHz à 30GHz). [9]

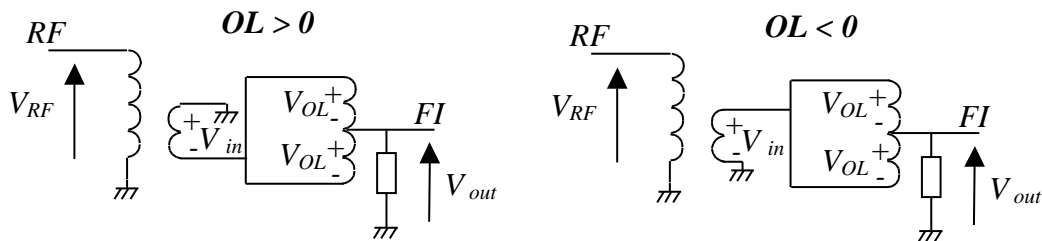
La plupart des mélangeurs sont symétriques doubles (Figure 61).



**Figure 61 : Mélangeur symétrique double**

Ils sont constitués d'un pont de diodes et de deux transformateurs de signaux qui sont d'un côté symétrique et de l'autre asymétrique. Le signal carré est injecté sur l'entrée OL. Lorsqu'il est positif ( $OL > 0$ ), les diodes D3 et D4 se comportent comme des contacts fermés, les diodes D1 et D2 comme des contacts ouverts. Lorsqu'il est négatif ( $OL < 0$ ), c'est le contraire.

Les schémas équivalents sont (Figure 62) :



**Figure 62 : Schémas équivalents du mélangeur**

Si  $V_{OL} > 0$  :

$$\begin{aligned} V_{out} + V_{OL} + V_{in} &= 0 \\ V_{out} - V_{OL} + V_{in} &= 0 \\ \hline V_{out} &= -V_{in} \end{aligned}$$

Si  $V_{OL} < 0$  :

$$\begin{aligned} V_{out} + V_{OL} - V_{in} &= 0 \\ V_{out} - V_{OL} - V_{in} &= 0 \\ \hline V_{out} &= V_{in} \end{aligned}$$

Le fonctionnement du mélangeur dépend du signal OL (entrée OL). En effet, la conduction des diodes est fonction de la puissance du signal OL. Un signal OL carré fait conduire les diodes par paires. En supposant les composants idéaux, le signal de sortie  $V_{out}$  (ou FI) est le produit du signal RF par  $\pm 1$  à la cadence imposée par le signal carré OL.

Si le mélangeur a des dimensions comparables à la longueur d'onde du signal carré, les réflexions internes provoqueront une variation du gain en fonction de la fréquence.

Si  $F = 14\text{MHz}$  et  $f_0 = 10\text{KHz}$ , la longueur d'onde du signal carré  $F-f_0$  est :  $\lambda_{F-f_0} = 21\text{ m}$

La longueur d'onde du carré  $\lambda_{F-f_0}$  est bien loin des dimensions du mélangeur. Pour déceler des réflexions liées aux dimensions du composants, il faudrait des fréquences de travail de l'ordre de quelques dizaines de giga hertz.

En supposant les différents rapports de transformation égaux à 1 et les diodes idéales, ce type de mélangeur aurait ses impédances d'entrées et de sortie égales aux impédances extérieures  $Z_{\text{ext}}$ , connectées sur les ports RF, OL et FI.

En pratique, ces impédances sont très dépendantes de la bonne conduction des diodes. Cette sensibilité par rapport à ces impédances  $Z_{\text{ext}}$  peut causer d'autres réflexions. Le signal utile peut alors être entaché de signaux indésirables.

Le mélangeur choisi est un composant de chez MINI-CIRCUITS. Le modèle est le ZAD-1. Sa bande passante correspond à celle du capteur. La bande passante est différente selon les ports RF, OL et FI. Elle est de 0,5-500MHz pour les ports RF et OL. Le port FI possède une bande de DC-500MHz.

En bref, ce mélangeur possède deux entrées OL et RF et une sortie FI. La puissance du signal carré injecté sur l'entrée OL doit être d'au moins +7dBm pour assurer une bonne conduction des diodes. Mais cette forte puissance fait rayonner le signal sur les autres ports. Ce rayonnement est caractérisé par l'isolation entre les ports. Elle est donnée par le constructeur.

#### Isolation du mélangeur (dB)

Cette isolation est différente selon la fréquence. Cette caractéristique a été mesurée pour vérifier les mesures réalisées par le constructeur (Annexe XVIII).



Les résultats sont sensiblement identiques (Tableau 12). [11]

	<i>Isolation <b>OL-RF</b> (OL à +7dBm)</i>		<i>Isolation <b>OL-FI</b> (OL à +7dBm)</i>	
<i>OL (MHz)</i>	<i>Données constructeur (dB)</i>	<i>Mesures (dB) ±0,01</i>	<i>Données constructeur (dB)</i>	<i>Mesures (dB) ±0,01</i>
0,5	67,00	65,22	67,00	61,42
1	67,00	62,93	62,73	59,53
2	67,00	61,11	61,28	57,55
5	67,00	61,04	60,55	57,57
10	67,00	60,92	59,37	57,41
20	67,00	59,76	59,08	57,12
32,726	59,27	58,07	57,92	55,06
50	56,01	55,65	56,08	52,94
64,952	53,83	54,08	54,11	52,23
100	49,90	48,52	49,45	48,37
161,630	44,60	47,01	43,60	43,21

**Tableau 12 :** *Isolation mesurée du ZAD-1 avec une sinusoïde*

Après cette vérification, l'isolation a été mesurée avec le signal carré à la fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$ , soit 9,99MHz, envoyé sur l'entrée OL (Tableau 13). La fréquence machine  $F_{\text{Machine}}$  a été prise égale à 10MHz, elle a été choisie dans l'intervalle 7MHz et 14MHz. Ces mesures sont plus représentatives des conditions d'utilisation du mélangeur.

<i>Harmoniques du carré à la fréquence <math>F = F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}</math></i>	<i><math>P_{\text{Harmonique de OL}}</math> (dBm) ±0,01</i>	<i><math>P_{\text{Harmonique de RF}}</math> (dBm) ±0,01</i>	<i><math>P_{\text{Harmonique de FI}}</math> (dBm) ±0,01</i>
<i>F</i>	+9,25	-57,51	-45,26
<i>2F</i>	-50,14	-66,62	-73,54
<i>3F</i>	-1,13	-66,51	-54,47
<i>4F</i>	-55,37	-66,45	-74,21
<i>5F</i>	-6,43	-69,52	-58,15
<i>6F</i>	-63,54	-65,22	-73,27
<i>7F</i>	-10,05	-71,31	-63,71
<i><math>P_{\text{Signal}}</math> (dBm)</i>	+9,62	-54,82	-44,23

**Tableau 13 :** *Isolation mesurée du ZAD-1 avec le signal carré*

- $P_{\text{Harmonique de OL}}$  est la puissance des harmoniques du signal carré injecté sur le port OL.
- $P_{\text{Harmonique de RF}}$  est la puissance des harmoniques du signal mesuré sur le port RF, issu de la propagation du signal carré du port OL sur le port RF. Le port FI est chargé sous 50  $\Omega$ .
- $P_{\text{Harmonique de FI}}$  est la puissance des harmoniques du signal mesuré sur le port FI, issu de la propagation du signal carré du port OL sur le port FI. Le port RF est chargé sous 50  $\Omega$ .

Avec le signal carré sur le port OL, l'isolation OL-RF est de :  $9,62 - (-54,82) = 64,44\text{dB}$

l'isolation OL-FI est de :  $9,62 - (-44,23) = 53,85\text{dB}$

Cela signifie que sans signal faisceau sur le port RF, il existe un signal indésirable sur les ports RF et FI, lié à la propagation du signal carré (OL → RF et OL → FI).

Deux solutions permettent d'éviter la gêne de ce signal indésirable. La première consiste à amplifier davantage le signal utile avant le mélangeur. L'autre est de considérer ce signal gênant comme de l'offset. En effet, ce signal en fin de chaîne est une tension continue proportionnelle à l'intensité faisceau. Elle peut être soustraite comme une tension d'offset.

Avec les deux signaux d'entrée, l'un à la fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$  (signal carré) et l'autre à la fréquence  $F_{\text{Machine}}$  (signal faisceau), il existe une "double" transposition de fréquence. La première transposition est à 10KHz, et la seconde à  $2F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$ . Après filtrage des hautes fréquences ( $>200\text{KHz}$ ), il ne reste en sortie, que le signal à 10KHz avec ses harmoniques. Autrement dit, la propagation du signal OL sur la sortie FI est sans conséquence. Seul le rayonnement du signal OL sur l'autre entrée appelée RF est gênant.

Pour un signal carré de fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$  et d'amplitude  $\pm 1\text{V}$ , sa puissance est de +13dBm. Avec une atténuation de 64,44dB, la puissance du signal sur l'entrée RF, due au signal OL, est de -51,44dBm. L'écart en fréquence entre le signal utile et ce signal parasite est petit, puisque l'un est à la fréquence  $F_{\text{Machine}}$  et l'autre à la fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$ . Il est donc difficile de filtrer ce signal parasite.

A quelle intensité faisceau moyenne, ce signal parasite est-il équivalent ?

#### Equivalence en intensité faisceau (nA) du signal carré propagé

La puissance du signal carré propagé de l'entrée OL sur l'entrée RF du mélangeur vaut -51,44dBm. Ceci correspond également à la puissance du signal en sortie de la chaîne de pré-amplification. A l'entrée de cette chaîne, cette puissance est de :

$$-51,44\text{dBm} - 64,30 = -115,74\text{dBm}.$$

La puissance  $P_{\text{capteur}}$  équivalente de ce signal parasite en sortie du capteur vaut : -115,74dBm

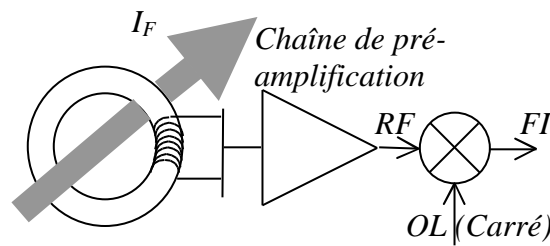
$$\text{Or } P_{\text{capteur}} = 20 \log K_I \frac{I_F^{\text{moy}}}{\sqrt{\varphi}} + 53 \text{ dBm} \quad \text{avec } K_I = 1 \sqrt{6} / A$$

Avec une extension en phase de  $40^\circ$ , le **signal parasite**, issu du signal carré sur l'entrée OL du mélangeur, équivaut à une intensité faisceau moyenne calculée  $I_F^{\text{moy}}$  de **23,1nA**.

#### Perte de conversion du mélangeur (dB)

Pour déterminer la puissance exacte du signal utile en sortie du mélangeur, il faut maintenant connaître la perte de conversion du mélangeur. C'est la perte de puissance du signal utile entre l'entrée RF et la sortie FI. [10]

Sans oublier, l'entrée OL reçoit le signal carré (Figure 63).



**Figure 63** : Chaîne de pré-amplification avec le mélangeur

Cette perte de conversion mesurée est comparée aux données constructeur (Annexe XIX).

Selon le constructeur, elle évolue en fonction de la fréquence [11].

Les résultats obtenus dans le tableau 14 sont meilleurs que les données constructeur.

<i>OL à +7dBm (MHz)</i>	<i>RF à -11dBm (MHz)</i>	<i>Perte de conversion constructeur (dB)</i>	<i>Perte de conversion mesurée (dB) ±0,01</i>
0,500	30,500	7,29	6,02
1,000	31,000	6,89	5,84
2,000	32,000	6,49	5,63
5,000	35,000	6,01	5,41
10,000	40,000	5,99	5,70
20,000	50,000	6,02	6,01
32,726	62,730	5,96	6,13
50,000	80,000	5,91	6,44

**Tableau 14** : Perte de conversion mesurée du ZAD-1

Les données constructeur représentent le cas le plus défavorable. Quelle que soit la puissance du signal carré, la perte de conversion ne varie pratiquement pas. Seule condition sur la puissance du signal carré, elle doit être au moins égale à +7dBm. La perte de conversion moyenne mesurée du mélangeur est de  $6,02dB^{+0,54}_{-0,49}$ . Ceci correspond à une amplification du signal de  $0,5000^{+0,0291}_{-0,0302}$ .

#### Niveau de bruit du mélangeur (dBm)

Le niveau de bruit est la puissance de signal en dessous de laquelle l'information sur l'intensité faisceau n'est plus détectable. Le niveau de bruit en sortie du mélangeur est de :

-113dBm (Annexe XX)

#### Dynamique du mélangeur (dB)

La dynamique est l'intervalle dans lequel la puissance du signal de sortie reste linéaire par rapport à celle de l'entrée. Cette linéarité est considérée acceptable, si elle n'excède pas  $\pm 0,1dBm$  sur la puissance du signal de sortie. Cette caractéristique a été mesurée dans la configuration d'utilisation du mélangeur (Annexe XXI). Un signal carré d'amplitude  $\pm 1V$  et de fréquence  $F_{Machine} - 10KHz$  attaque l'entrée OL. Un signal sinusoïdal d'amplitude variable de 0dBm à -110dBm et de fréquence  $F_{Machine}$  est envoyé sur l'entrée RF.

Lors de cette mesure, la fréquence  $F_{Machine}$  a été prise égale à 10MHz (Tableau 15).

	<i>Entrée RF (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i>Sortie FI (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>
	+10,00	+4,65
	0,00	-5,45
	-10,00	-15,57
	-20,00	-25,50
	-30,00	-35,51
	-40,00	-45,58
	-50,00	-55,59
	-60,00	-65,49
	-70,00	-75,55
	-80,00	-85,59
	-90,00	-95,57
Instabilité	-100,00	-105
	-110,00	-112

← Limite de bruit

**Tableau 15 : Dynamique du ZAD-1**

Les mêmes mesures ont été réalisées sur le multiplieur, que ce soit les mesures d'isolation, de la perte de conversion, du bruit ou de la dynamique.

La puissance maximale du signal de mesure (entrée RF) a été limitée à +10dBm. C'est la limite maximale (par excès) que peut atteindre le signal utile. La puissance de -90dBm correspond à la limite de stabilité de la mesure. La dynamique ainsi déterminée est de 100dB, correspondant à l'intervalle en puissance dans lequel se situe le signal faisceau.

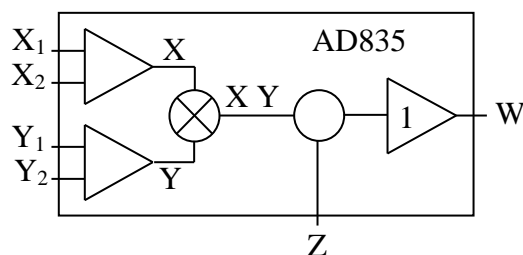
Avec 0dBm en entrée (RF), il existe une harmonique à 3F en sortie (FI). La puissance de cette harmonique mesurée est inférieure à -58dBm. Atténuée de 58dB par rapport au fondamental à F (F=10KHz), cette harmonique est peu gênante.

### **b- Le multiplieur**

La grande différence d'un multiplieur par rapport à un mélangeur est que la multiplication entre ces deux entrées est linéaire. Le multiplieur a été choisi chez ANALOG DEVICES. Le modèle est un AD835. Sa particularité est son mode quatre cadrans. Les tensions d'entrée et de sortie peuvent être positives ou négatives. Ses deux entrées sont différentielles.

Les mesures qui suivent ont permis une comparaison entre le mélangeur ZAD-1 et ce multiplieur AD835.

Ce modèle de multiplieur est basé sur une architecture classique. Il comporte trois entrées X, Y et Z et une sortie W (Figure 64). Trois convertisseurs linéaires tension – courant constitue les premiers éléments d'entrée. Un amplificateur de sortie pilote la charge. [12]



**Figure 64 : Schéma fonctionnel de l'AD835**

En terme général, l'AD835 donne la fonction :

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{U} + Z$$

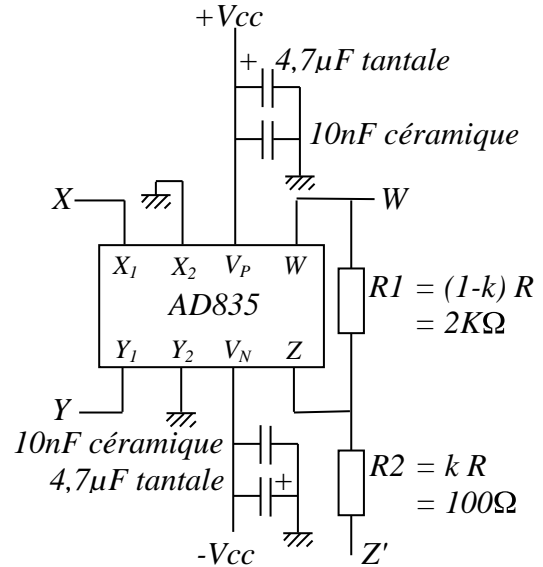
U est appelée tension d'échelle. Toutes ces variables U, W, X, Y et Z sont des tensions.

Si  $Z = 0V$  et  $U = 1V$ , l'équation se réduit à :

$$W = X \cdot Y$$

L'AD835 peut être utilisé en multiplieur [13], mais aussi en amplificateur contrôlé en tension, en modulateur d'amplitude ou encore en doubleur

de fréquence. Dans sa fonction multiplieur, le schéma de l'AD835 est donné Figure 65.



**Figure 65 :** Schéma de l'AD835 monté en multiplieur

D'après le montage de l'AD835, l'équation de W devient :

$$W = \frac{X \cdot Y}{U} + kW + (1-k)Z = \frac{X \cdot Y}{(1-k)U} + Z'$$

En posant  $(1-k)U = U'$ , l'équation de W est :

$$W = \frac{X \cdot Y}{U'} + Z'$$

Le constructeur indique que la valeur de U est prise égale à 1,05V. Il faut choisir la résistance R1 de telle sorte qu'elle soit vingt fois plus grande que R2 :

$$R1 = 20 R2$$

En prenant  $R2 = 100 \Omega$ , valeur proposée par le constructeur,  $R1 = 2K\Omega$

Les impédances d'entrées du multiplieur sont de  $100K\Omega$ . Ceci signifie qu'elles ne sont pas adaptées  $50\Omega$ . Des résistances de  $50\Omega$  sont donc insérées en parallèle sur les entrées.

Le signal carré peut être envoyé au choix, sur l'une des deux entrées (X ou Y) du multiplieur. Pour connaître l'entrée la mieux adaptée (Annexe XVIII), le signal carré est envoyé sur l'entrée X. La propagation du signal est observée sur la sortie W. Ensuite, le signal carré est

envoyé sur l'entrée Y. La propagation du signal est observée sur la sortie W. La configuration dans laquelle la propagation est la plus faible, sera retenue (Tableau 16).

<i>Harmoniques du carré à la fréquence <math>F = F_{Machine} - 10KHz</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ X}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ W}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ Y}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ W}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>
<i>F</i>	+9,25	-54,30	+9,25	-49,25
<i>2F</i>	-50,14	-68,42	-50,14	-75,64
<i>3F</i>	-1,13	-65,51	-1,13	-61,58
<i>4F</i>	-55,37	-68,62	-55,37	-75,42
<i>5F</i>	-6,43	-74,56	-6,43	-68,77
<i>6F</i>	-63,54	-67,43	-63,54	-73,54
<i>7F</i>	-10,05	-75,63	-10,05	-65,33
<i><math>P_{Signal}\ (dBm)</math></i>	+9,62	-53,15	+9,62	-48,54

**Tableau 16 :** Choix de l'entrée de l'AD835 pour y envoyer le signal carré

- $P_{Harmonique}$  de X est la puissance des harmoniques du signal carré envoyé sur l'entrée X.
- $P_{Harmonique}$  de Y est la puissance des harmoniques du signal carré envoyé sur l'entrée Y.
- $P_{Harmonique}$  de W est la puissance des harmoniques du signal mesuré en sortie W, issu de la propagation du signal carré.

L'isolation entrée X – sortie W est de :  $9,62 - (-53,15) = 62,77dB$

L'isolation entrée Y – sortie W est de :  $9,62 - (-48,54) = 58,16dB$

L'isolation entre l'entrée X et la sortie W étant la plus grande, le signal carré sera envoyé sur l'entrée X.

#### Isolation du multiplieur (dB)

Pour permettre une comparaison des résultats (avec ceux du mélangeur), les mesures d'isolation ont été effectuées entre l'entrée X et la sortie W (Annexe XVIII). Ensuite, elles ont été effectuées entre l'entrée X et l'autre entrée Y (Tableau 17).

<i>Harmoniques du carré à la fréquence <math>F = F_{Machine} - 10KHz</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ X}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ Y}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>	<i><math>P_{Harmonique\ de\ W}</math> (dBm) <math>\pm 0,01</math></i>
<i>F</i>	+9,30	-73,00	-58,02
<i>2F</i>	-40,25	-117,13	-67,10
<i>3F</i>	-1,17	-74,50	-66,05
<i>4F</i>	-42,35	-114,04	-67,15
<i>5F</i>	-6,24	-75,24	-76,21
<i>6F</i>	-44,41	-114,35	-66,35
<i>7F</i>	-10,12	-76,47	-76,15
<i><math>P_{Signal}\ (dBm)</math></i>	+9,64	-68,35	-56,06

**Tableau 17 :** Isolation mesurée de l'AD385 avec le signal carré

- $P_{\text{Harmonique}}$  de X est la puissance des harmoniques du signal carré envoyé sur l'entrée X.
- $P_{\text{Harmonique}}$  de Y est la puissance des harmoniques du signal mesuré sur l'entrée Y, issu de la propagation du signal carré de l'entrée X sur l'entrée Y. La sortie W est chargée sous 50  $\Omega$ .
- $P_{\text{Harmonique}}$  de W est la puissance des harmoniques du signal mesuré en sortie W, issu de la propagation du signal carré de l'entrée X sur la sortie W. L'entrée Y est chargée sous 50  $\Omega$ .

L'isolation entrée X – entrée Y est de :  $9,64 - (-68,35) = 77,99\text{dB}$

L'isolation entrée X – sortie W est de :  $9,64 - (-56,06) = 65,70\text{dB}$

En sortie du multiplieur, le signal carré est transposé à 10KHz. Ainsi la propagation du signal carré sur la sortie W du multiplieur ne perturbe pas la lecture du signal utile. Seule la propagation du signal carré sur l'entrée Y amène un bruit synchrone.

#### Equivalence du signal parasite, en intensité faisceau (nA)

La puissance du signal carré est de +13dBm. Avec une isolation entrée X – entrée Y de 77,99dB, la puissance de ce signal propagé sur l'entrée Y, est de -64,99dBm. Si l'entrée X du multiplieur reçoit le signal carré, l'entrée Y est connectée à la sortie de la chaîne de pré-amplification. Ainsi, ce signal a une puissance de -129,29dBm (= - 64,99dBm – 64,30dB) en entrée de la chaîne de pré-amplification, et en sortie du capteur.

$$P_{\text{capteur}} = 20 \log K_I \frac{I_{F\text{moy}}}{\sqrt{\varphi}} + 53 \text{ dBm} \quad \text{avec } K_I = 1 \sqrt{\varphi} / A$$

Avec une extension en phase de 40°, le **signal parasite**, issu du signal carré sur l'entrée Y du multiplieur, équivaut à une intensité faisceau moyenne calculée  $I_{F\text{moy}}$  de **4,8nA**.

#### Perte de conversion du multiplieur (dB)

Cette perte est l'atténuation du signal utile entre l'entrée Y et la sortie W. Le constructeur ne donne aucune indication concernant cette caractéristique. Cependant, elle a été mesurée selon la même méthode utilisée pour le mélangeur (Annexe XIX). Les mêmes points ont été mesurés pour permettent une comparaison entre les deux composants, le mélangeur et le multiplieur.



Cette perte de conversion est fonction de la puissance du signal carré (Tableau 18). [12]

Entrée X Signal carré (MHz)	Entrée Y Signal sinusoïdal (MHz)	Perte de conversion mesurée (dB) $\pm 0,01$		
		X = +7dBm Y = -11dBm	X = +10dBm Y = -11dBm	X = +13dBm Y = -11dBm
0,500	30,500	10,42	7,54	4,43
1,000	31,000	10,44	7,73	4,32
2,000	32,000	10,25	7,62	4,34
5,000	35,000	10,53	7,46	4,25
10,000	40,000	10,41	7,74	4,34
20,000	50,000	10,60	7,72	4,57
32,730	32,730	11,02	8,11	4,95
50,000	80,000	11,83	8,80	5,74

**Tableau 18 : Perte de conversion mesurée de l'AD835**

Si la puissance du signal carré est de +13dBm ( $\pm 1V$ ), il est plus intéressant de choisir le multiplieur au lieu du mélangeur. La perte de conversion moyenne mesurée du multiplieur est de  $4,71dB^{+0,37}_{-1,12}$ . Ceci correspond à une amplification du signal de  $0,5814^{+0,0800}_{-0,0242}$ .

#### Niveau de bruit du multiplieur (dBm)

Le niveau de bruit mesuré en sortie du multiplieur est de : -107dBm (Annexe XX)

#### Dynamique du multiplieur (dB)

La dynamique du multiplieur a été mesurée avec un signal carré sur l'entrée X (Annexe XXI). Ce signal est de fréquence  $F_{Machine} - 10KHz$  et d'amplitude  $\pm 1V$  ( +13dBm). Le signal utile de fréquence  $F_{Machine}$  est envoyé sur l'entrée Y. En sortie, il est de fréquence 10KHz. Lors de cette mesure de dynamique, la fréquence  $F_{Machine}$  est égale à 10MHz (Tableau 19 ).

	Entrée Y (dBm) $\pm 0,01$	Sortie W (dBm) $\pm 0,01$
	+10,00	+6,72
	0,00	-3,71
	-10,00	-13,32
	-20,00	-23,34
	-30,00	-33,33
	-40,00	-43,35
	-50,00	-53,32
	-60,00	-63,31
	-70,00	-73,30
	-80,00	-83,25
Instabilité	-90,00	-92,4
	-100,00	-102

← Limite de bruit

**Tableau 19 : Dynamique du multiplieur**

La puissance maximale du signal de mesure (entrée Y) a été limitée à +10dBm. C'est la limite maximale (par excès) que peut atteindre le signal utile. La puissance de -80dBm correspond à la limite de stabilité de la mesure. La dynamique ainsi déterminée est de 90dB, correspondant à l'intervalle en puissance dans lequel se situe le signal faisceau.

Avec 0dBm sur l'entrée Y, il existe des harmoniques à 2F et 3F sur la sortie W. La puissance de ces harmoniques mesurées est inférieure à -64dBm. Atténuées de 64dB par rapport au fondamental à  $f_0$  ( $f_0=10\text{KHz}$ ), ces harmoniques sont peu gênantes.

### c- Choix du composant transpositeur (mélangeur ou multiplieur)

Ce choix a été déterminé en fonction des résultats obtenus lors des mesures des différentes caractéristiques des deux composants. (Tableau 20)

<i>MESURES</i>	<i>Mélangeur ZAD-1</i>	<i>Multiplieur AD835</i>
<i>Isolation (entre les entrées)</i>	<i>64,44 dB <math>\pm 0,01</math></i>	<i>77,99 dB <math>\pm 0,01</math></i>
<i>Equivalence en intensité faisceau du signal carré propagé sur l'entrée signal faisceau</i>	<i>23,1 nA</i>	<i>4,8 nA</i>
<i>Amplification du signal liée à la perte de conversion</i>	<i>0,5000 <sup>+ 0,0291</sup> <sub>- 0,0302</sub></i>	<i>0,5814 <sup>+ 0,0800</sup> <sub>- 0,0242</sub></i>
<i>Niveau de bruit</i>	<i>-113 dBm</i>	<i>-107 dBm</i>
<i>Dynamique</i>	<i>100 dB</i>	<i>90 dB</i>

**Tableau 20 :** *Caractéristiques des deux composants*

Même avec une isolation plus faible que le multiplieur, le mélangeur possède une isolation suffisante. La propagation du signal carré sur l'autre entrée représente l'équivalent d'une intensité faisceau moyenne de 16,4nA pour le mélangeur, et de 3,4 nA pour le multiplieur. Dans la mesure de faible intensité, et en considérant l'isolation, le multiplieur est préféré. La perte de conversion du multiplieur est meilleure. La sensible différence de perte de signal entre les deux composants assure la préférence pour le multiplieur, notamment pour les faibles intensités. La puissance maximale du signal utile est supérieure au niveau de bruit des deux composants. Ceci reste vrai quels que soient les gains commutés de la chaîne de pré-amplification. Le niveau de bruit n'est pas un critère de choix. De même, le composant ne sera pas choisi en fonction de la dynamique.

Les critères de choix retenus sont l'équivalence du signal parasite, en intensité faisceau, la perte de conversion et le coût. En effet, le prix du mélangeur est de 67€ alors que celui du multiplieur est de 17€. Le multiplieur AD835 de chez ANALOG DEVICES est validé pour la transposition de fréquence.

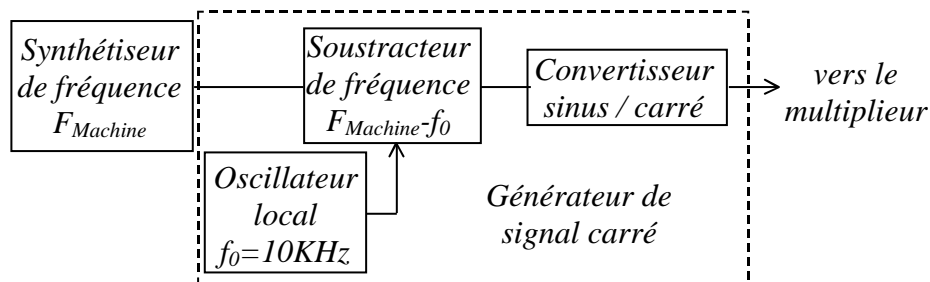
#### **d- Générateur de signal carré $F_{Machine}-f_0$**

Ce générateur permet de générer le signal carré d'amplitude  $\pm 1V$  et de fréquence  $F_{Machine} - 10KHz$ .

Les cavités accélératrices des cyclotrons fonctionnent avec des tensions sinusoïdales de fréquence  $F_{Machine}$ . Ces tensions sont obtenues avec le générateur de signaux sinusoïdaux de la machine, appelé "synthétiseur machine". Ce synthétiseur possède plusieurs sorties. L'une d'entre elles est utilisée par le générateur de signal carré.

Selon le chapitre I-3 d- "Mesure de l'aire", ce générateur de signal carré est connu. Il reçoit le signal sinusoïdal du synthétiseur, de fréquence  $F_{Machine}$ .

Sa sortie est envoyée vers le multiplieur (Figure 66).



**Figure 66 : Schéma bloc du générateur de signal carré à  $F_{Machine} - 10KHz$ .**

#### Oscillateur local

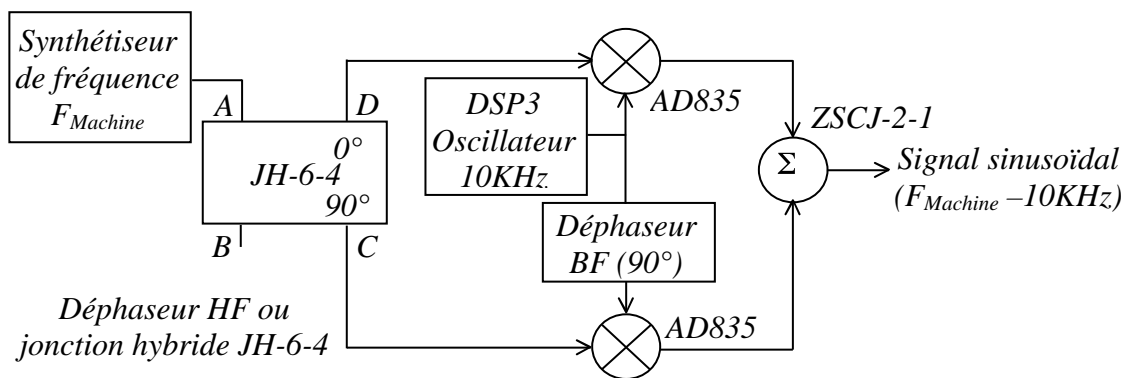
L'oscillateur local doit générer un signal sinusoïdal de fréquence 10KHz stable et d'amplitude minimale  $\pm 0,22V$  ( 0 dBm). L'oscillateur choisi est un DPS3 10KHz de chez CONNOR – WINFIELD CORPORATION [13]. Ce composant fournit un signal sinusoïdal de fréquence fixe de 10KHz stable à 0,005% près. L'amplitude du signal est au minimum de

1Veff, soit  $\pm 1,4V$  ( 16 dBm). Ce signal est suffisamment puissant pour répondre aux besoins.

### Soustracteur de fréquence

Ce montage nécessite deux multiplieurs et deux déphaseurs. Les deux multiplieurs sont identiques à celui utilisé pour la transposition de fréquence, l'AD835. Les deux déphaseurs sont différents. L'un déphase de  $90^\circ$  le signal haute fréquence (à  $F_{Machine}$ ).

L'autre déphase de  $90^\circ$  également, mais le signal de fréquence 10KHz (Figure 67).



**Figure 67 :** Soustracteur de fréquence ( $F_{Machine} - 10KHz$ ) à signal sinusoïdal

### Le déphaseur HF :

Certains systèmes HF du GANIL possèdent des déphaseurs HF de  $90^\circ$ . Disponible en stock, un exemplaire a été utilisé. Il s'agit du modèle JH-6-4 de chez M/A COM. Ce type de composant est appelé également "jonction hybride". Ce modèle possède quatre ports A, B, C et D. Chaque port peut être utilisé comme une entrée. Il faut choisir le port A, B, C ou D, désigné comme entrée symbolisée par "X" (Tableau 21). En fonction du choix, les trois autres ports sont soit un port isolé (ISO), soit un port à phase nulle ( $0^\circ$ ), soit un port à signal déphasé ( $90^\circ$ ). Ce signal est déphasé de  $90^\circ$  par rapport au signal issu du port à phase nulle. [14]

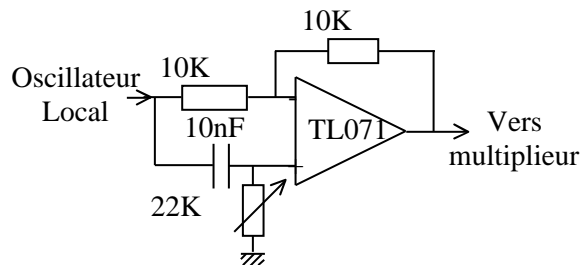
Sortie Entrée	A	B	C	D
A	X	ISO	$0^\circ$	$-90^\circ$
B	ISO	X	$-90^\circ$	$0^\circ$
C	$0^\circ$	$-90^\circ$	X	ISO
D	$-90^\circ$	$0^\circ$	ISO	X

**Tableau 21 :** Configurations des ports du déphaseur JH-6-4

Exemple, si le port A est pris comme entrée, le port B est isolé, les ports C et D sont des sorties. Le signal du port D est déphasé de  $90^\circ$  par rapport au signal du port C.

#### Le déphaseur BF :

Le déphasage du signal à 10KHz est assuré par un amplificateur opérationnel monté en déphaseur (Figure 68).

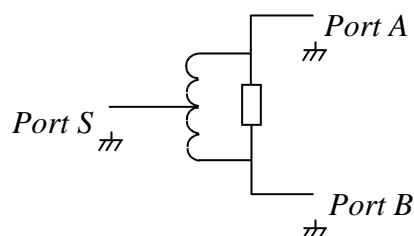


**Figure 68 :** Déphaseur de l'oscillateur local

C'est un amplificateur classique de référence TL071. Il existe plusieurs fabricants de ce modèle d'amplificateur opérationnel. Le modèle choisi est fabriqué par TEXAS INSTRUMENTS. Le potentiomètre permet de régler la phase du signal à 10KHz de telle sorte qu'elle soit la même que celle du signal à  $F_{Machine}$ .

#### Le sommateur $\Sigma$ :

Après déphasages et multiplications, les signaux de sortie des deux multiplieurs AD835 doivent être additionnés. Cette fonction est réalisée à l'aide du sommateur  $\Sigma$ . Ce sommateur est un combineur/diviseur (ou en anglais, combiner/splitter). Il permet de dupliquer le signal d'entrée S en deux signaux de sortie A et B. Ces deux signaux de sorties A et B ont la même amplitude et la même phase, mais ils sont atténués de 3dBm par rapport au signal d'entrée. A l'inverse, si deux signaux sont injectés sur les ports A et B, le signal présent sur le port S est la somme des signaux d'entrée (Figure 69).



**Figure 69 :** Schéma équivalent du combineur/diviseur de puissance

Le combineur de puissance choisi est un ZSCJ-2-1 de chez MINI-CIRCUITS [15]. Les ports A et B sont connectés sur les sorties des deux multiplieurs AD835. Le signal résultant sur le port S est un signal sinusoïdal de fréquence  $F_{Machine} - 10\text{KHz}$ .

Ce signal sinusoïdal est ensuite converti en signal carré.

#### Convertisseur sinus / carré

La première idée consiste à utiliser un comparateur.

Un comparateur comporte une entrée signal, une entrée référence et une sortie. Il fonctionne par comparaison des deux entrées. Lorsque la tension du signal est supérieure à la tension de référence, la tension de sortie est de  $+V$ . Inversement, lorsque la tension du signal est inférieure à la tension de référence, la sortie bascule à  $-V$ . Si la tension de référence est de  $0V$  et que l'entrée signal est un signal sinusoïdal, le signal de sortie du comparateur est un signal carré oscillant entre  $+V$  et  $-V$  à la fréquence du signal sinusoïdal. Cette fonction est réalisée par un comparateur ultra rapide l'AD96685 de chez ANALOG DEVICES, avec  $V=0,7V$ . [16]

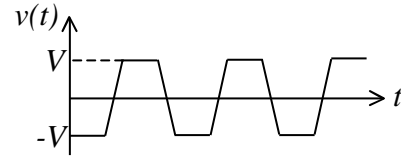
L'amplitude attendue du signal carré est de  $\pm 1V$  centrée autour de  $0V$ . Pour adapter le signal carré en sortie de l'AD96685 au signal attendu, ANALOG DEVICES propose un adaptateur de signaux logiques. Il s'agit de l'AD53040. [17]

Le générateur de signal carré est ainsi réalisé. Pour obtenir le signal utile transposé uniquement à  $10\text{KHz}$ , il faut filtrer les hautes fréquences.

#### **e- Filtrage**

Le filtrage est réalisé en sortie du multiplieur. A cet endroit de la chaîne de mesure, le signal est transposé à  $10\text{KHz}$  et à  $2F_{Machine} - 10\text{KHz}$ . Après filtrage de la fréquence la plus haute, l'information sur l'intensité faisceau est contenue dans le signal à  $10\text{KHz}$ . Ce signal comporte plusieurs harmoniques. Au-delà de la vingtième harmonique, la puissance des raies se confond avec la puissance du bruit de fond. Le filtre est un filtre passe bas du second ordre. Sa fréquence de coupure est de  $250\text{KHz}$ .

Le signal résultant  $v(t)$  est un signal trapézoïdal (Figure 70).



**Figure 70 :** Signal en sortie du filtre passe-bas 10KHz

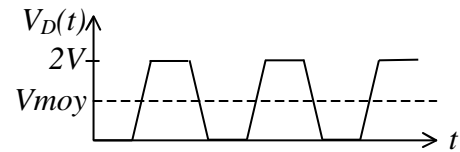
### Résultats :

La méthode de transposition retenue étant l'intercorrélation, le générateur de signal carré à  $F_{Machine}$ -10KHz est validé dans son intégralité. De même, le multiplieur AD835 est validé pour la transposition de fréquence.

### **III-3. Traitement du signal**

#### **a- Détection d'amplitude**

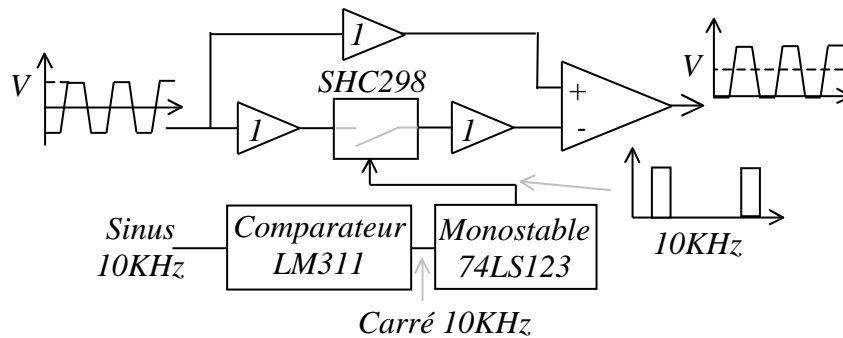
A l'aide d'une détection d'amplitude, le niveau bas  $-V$  du signal  $v(t)$  (Figure 70) est mesuré et mémorisé. Ce niveau mémorisé  $-V$  est ensuite soustrait au signal  $v(t)$  pour obtenir le signal  $v_D(t)$ . La valeur moyenne



**Figure 71 :** Signal en sortie de la détection d'amplitude

$V_{moy}$  de ce signal  $v_D(t)$  (Figure 71) vaut alors l'amplitude  $V$  de la figure 70.

Cette détection est réalisée à l'aide d'un échantillonneur – bloqueur SHC298 de chez BURR – BROWN (Figure 72) [18]. Pour obtenir le signal  $v_D(t)$  en sortie de la détection d'amplitude (Figure 71), il faut synchroniser l'impulsion 10KHz sur le seuil bas ( $-V$ ) de  $v(t)$  (Figure 70).



**Figure 72 :** Détection d'amplitude

Un filtrage des hautes fréquences permet de prélever la valeur moyenne. Cette valeur sera d'autant plus stable que la fréquence de coupure du filtre sera basse. Ce filtrage est réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel traditionnel, monté en filtre passe bas d'ordre 2. Sa fréquence de coupure est de 0,5Hz. Sa tension de sortie est une tension continue proportionnelle à l'intensité faisceau.

### **b- Amplification fin de chaîne**

Pour obtenir une cohérence entre la tension mesurée en fin de chaîne et l'intensité faisceau, les commutations de gains se font par multiples de 10. Les gains en tension des trois préamplificateurs HF n'étant pas eux mêmes des multiples de 10, ils doivent être ajustables à chaque commutation.

- Pour une intensité faisceau moyenne de 1nA à 15μA, le gain en tension de la chaîne complète  $G_{V3}$  vaut :  $G_{V3} = 200\,000$
- Pour une intensité faisceau moyenne de 13μA à 59μA, le gain en tension de la chaîne complète  $G_{V2}$  vaut :  $G_{V2} = 20\,000$
- Pour une intensité faisceau moyenne de 57μA à 100μA, le gain en tension de la chaîne complète  $G_{V1}$  vaut :  $G_{V1} = 20\,000$

En fonction des amplificateurs HF commutés, les gains en tension  $G_{\text{pré-ampli } 3}$ ,  $G_{\text{pré-ampli } 2}$  et  $G_{\text{pré-ampli } 1}$  de toute la chaîne de pré-amplification ne sont pas les mêmes :

- avec les trois préamplificateurs  $G_{\text{pré-ampli } 3} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$
- avec les deux premiers préamplificateurs  $G_{\text{pré-ampli } 2} = G_1 \cdot G_2$
- avec seulement le premier préamplificateur  $G_{\text{pré-ampli } 1} = G_1$

Avec les gains en tension :  $G_1 = 50,119^{\pm 0,058}$        $G_2 = 5,957^{\pm 0,007}$        $G_3 = 5,495^{\pm 0,007}$

Ainsi, les gains en tension de fin de chaîne associés ( $G_{VF1}$ ,  $G_{VF2}$  et  $G_{VF3}$ ) valent :

$$G_{VF3} = \frac{G_{V3}}{G_{\text{pré-ampli } 3}} = \frac{200\,000}{1641} \quad 122$$

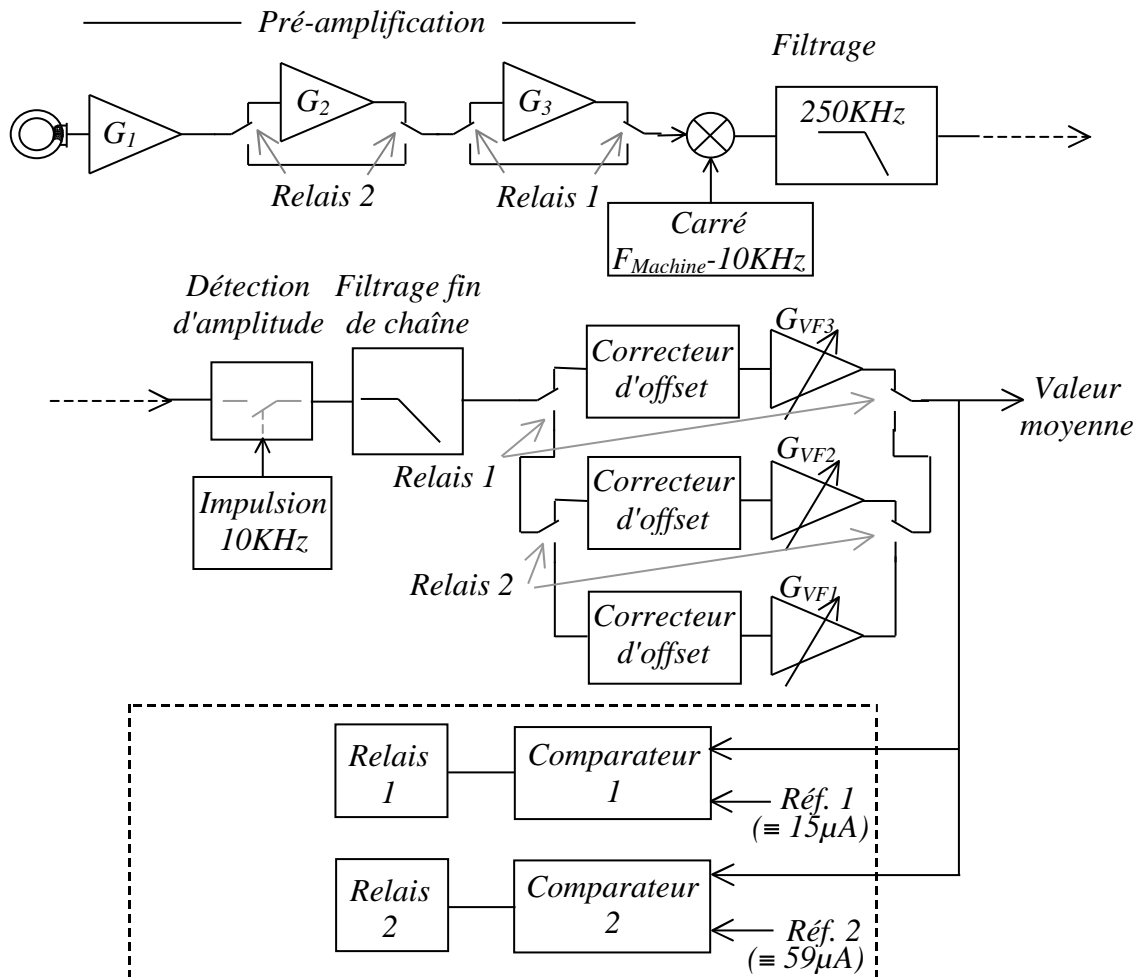


$$G_{VF2} = \frac{G_{V2}}{G_{pré-ampli\ 2}} = \frac{20\ 000}{299} \quad 67$$

$$G_{VF1} = \frac{G_{V1}}{G_{pré-ampli\ 1}} = \frac{20\ 000}{50,12} \quad 400$$

### Résultats :

En intégrant les commutations de gains, la chaîne de mesure est validée (Figure 73).



**Figure 73 : Chaîne de mesure avec commutations des gains**

Le signal carré  $F_{Machine-10KHz}$  rayonne sur l'autre entrée du multiplieur. La puissance de ce signal est toujours la même, mais son équivalence en intensité faisceau est fonction des gains commutés. Cette équivalence a été assimilée à de l'offset. Un correcteur d'offset a donc été installé pour chaque commutation de gain.

La commutation des gains est assurée par deux comparateurs dont leur référence (Réf.1 et Réf.2) sont réglées en fonction du seuil de commutation.

## **CHAPITRE IV**

### **RESULTATS ET PERFORMANCES**

*En première partie, la chaîne de mesure est présentée bloc par bloc, puis sous sa forme complète. Les mesures sur le capteur mettent en évidence les imperfections du capteur. Les mesures réalisées sur la pré-amplification ont permis déceler une erreur de mesure due au troisième amplificateur. Après avoir choisi le multiplieur pour transposer le signal, les caractéristiques de la transposition de fréquence sont ensuite déterminées. Les limites de la détection d'amplitude sont données avant les caractéristiques de l'amplification fin de chaîne. Cette amplification intègre la commande des commutations de gain.*

*En deuxième et dernière partie, les performances de la spire d'étalonnage sont rappelées en comparaison à celle du banc de test. Le signal d'étalonnage clôture ce chapitre.*

#### **IV-1. La chaîne mesure**

Chaque fois qu'une campagne de mesures sur la machine était nécessaire, elle devait faire l'objet d'une demande officiel, au même titre qu'une expérience de physique. Cette campagne portait le nom de "Etude machine n°3 : Essais sur le TI-HF" (EM3). Le nombre réduit d'EM3 programmée a rendu difficile la mise au point de cette chaîne de mesure. Néanmoins lorsqu'il était possible et nécessaire, des mesures ont été faites en parallèle aux expériences des physiciens. Ces mesures prenaient plus de temps que les EM3 programmées puisque aucun réglage d'intensité n'était possible pour ne pas gêner les expériences de physique en cours.

##### **a- Le capteur**

###### *La mécanique :*

Réalisée en collaboration entre le GANIL et une société sous traitante, la mécanique ne rentrait pas dans la chambre à vide. Il a fallu limer les arêtes de la boîte étanche. Après avoir inséré l'ensemble, la boîte étanche et son bouclier refroidi, le test de fuite de la chambre s'est révélé négatif. La boîte était donc étanche au vide, le faisceau pouvait alors circuler à travers le capteur sans problème de vide.

###### *Caractéristiques techniques :*

Les mesures de réflexions réalisées sur le capteur ont montré que la sensibilité du capteur est de  $5,00 \text{ V/A}^{+1,49}_{-1,50}$  entre 1MHz et 260MHz avec une précision de  $10^{-4}$ .

Pour mesurer une tension moyenne  $V_{\text{moy}_{\text{mesurée}}}$  détectable et image de l'intensité faisceau, il faut appliquer sur le signal de sortie du capteur, une pré-amplification, une

détection synchrone, un filtrage (250KHz), une détection d'amplitude, une amplification fin de chaîne et un dernier filtrage BF (0,5Hz). Chacun de ces éléments apporte une erreur supplémentaire sur le signal mesuré. La tension moyenne mesurée  $V_{moy_{mesurée}}$  devient très différente de la tension moyenne estimée, affectée des imperfections du capteur  $V_{moy_{estimée}}$ .

Malgré la bande passante mesurée du capteur, plus étroite que celle annoncée par le constructeur (260MHz contre 470MHz), le nombre d'harmoniques représentatives de l'intensité faisceau est suffisant. En effet, en considérant nulle la puissance de la 19<sup>ème</sup> harmonique de la plus haute fréquence machine (13,45MHz), soit  $19 \times 13,45\text{MHz} = 255,55\text{MHz}$ , l'erreur calculée est inférieure à 0,5 %.

#### **b- La pré-amplification commutée**

##### La mécanique :

Avant tout, cette électronique a été installée au plus proche du capteur. Pour cela, une boîte en cuivre a été réalisée par le chef de projet pour accueillir les trois amplificateurs HF (BX6719, BX6143 et BX6457). Soudée à l'argent, cette boîte a servi de blindage HF contre les rayonnements électromagnétiques des cavités accélératrices du cyclotron CSS1.

##### Caractéristiques techniques :

En installant la pré-amplification à proximité du capteur, le signal détectable est équivalent à une intensité moyenne supérieure à 120nA. Intensité insuffisante pour détecter le nanoampère.

L'erreur de mesure a été estimée en tenant compte des commutations de gain. Il existe une erreur estimée par commutation.

L'erreur de mesure de chaque amplificateur HF (BX6719, BX6143 et BX6457) a été calculée à partir des mesures de leur fonction de transfert (Annexe IX).

Elle est présentée ci-dessous (Tableau 22).

	<i>BX6719</i>	<i>BX6143</i>	<i>BX6457</i>
<i>Bande passante (MHz)</i>	4,5-500	4,5-500	6-380
<i>Gain (dB)</i>	$34,00 \pm 0,01$	$15,50 \pm 0,01$	$14,80 \pm 0,01$
<i>Gain en tension</i>	$50,119 \pm 0,058$	$5,957 \pm 0,007$	$5,495 \pm 0,007$

**Tableau 22 : Erreur de mesure des amplificateurs BX6719, BX6143 et BX6457**

Après avoir mesuré la fonction de transfert de la pré-amplification totale en tenant compte des commutations de gain, l'erreur de mesure est : (Tableau 23)

	<i><math>I_{Fmoy} &lt; 15\mu A</math> (sans commutation)</i>	<i><math>15\mu A \leq I_{Fmoy} &lt; 59\mu A</math> (avec commutation 1)</i>	<i><math>57\mu A \leq I_{Fmoy} \leq 100\mu A</math> (avec commutation 2)</i>
<i>Bande passante (MHz)</i>	6-380	4,5-500	4,5-500
<i>Gain (dB)</i>	$64,30 \pm 0,01$	$49,50 \pm 0,01$	$34,00 \pm 0,01$
<i>Gain en tension</i>	$1640,6 \pm 2,1$	$298,54 \pm 0,35$	$50,119 \pm 0,058$

**Tableau 23 : Erreur de mesure de la pré-amplification avec les commutations**

Ces valeurs semblent tout à fait correctes. Pourtant, la mesure de la fonction de transfert de la chaîne complète de pré-amplification sans commutation (avec les trois amplificateurs HF) montre une variation du gain entre 5MHz et 10MHz. Cette variation n'est pas normale. Après avoir mesuré les réflexions en entrée ( $S_{11}$ ) et en sortie ( $S_{22}$ ) des trois amplificateurs, les impédances d'entrée et de sortie varient en fonction de la fréquence. Les données constructeur confirment cette remarque. Cependant, ces variations ont été observées les unes par rapport aux autres. Même si les impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs ne sont pas rigoureusement adaptées 50  $\Omega$  sur tout le spectre de fréquence, elles doivent évoluer de façon identique en fonction de la fréquence. L'impédance de sortie d'un amplificateur doit suivre une courbe en fonction de la fréquence le plus proche possible de celle de l'impédance d'entrée de l'amplificateur suivant. Il s'avère que les réflexions de sortie du BX6143 (2<sup>ème</sup> amplificateur HF) et celles d'entrée du BX6457 (3<sup>ème</sup> amplificateur HF) varient de façons différentes en fonction de la fréquence. Conséquence, la fonction de transfert de la pré-amplification totale ne correspond pas à la somme des fonctions de transfert des trois amplificateurs. Ceci explique cette variation de gain entre 5MHz et 10MHz.

Malheureusement, cette variation a été constatée en fin de projet. Toutes les mesures qui suivent ont donc été réalisées avec ces trois amplificateurs BX6719, BX6143 et BX6457.

Comme annoncé dans le chapitre précédent, les commutations se font avec deux relais identiques. Ils ont été intégrés également dans la boîte en cuivre à proximité du capteur. Ils sont commandés à distance par un câble non prévu à l'origine.

Le tableau ci-dessous (Tableau 24) présente le gain de la pré-amplification comparé au gain total de la chaîne de mesure. Ceci permet de mettre en évidence le gain à prévoir en fin de chaîne. Tous ces gains sont en tension.

	$I_{Fmoy} < 15\mu A$	$13\mu A \leq I_{Fmoy} < 59\mu A$	$57\mu A \leq I_{Fmoy} \leq 100\mu A$
<i>Gain total de la chaîne de mesure</i>	200 000	20 000	20 000
<i>Gain de la pré-amplification</i>	1641	299	50,12
<i>Gain réglable de fin de chaîne</i>	122	67	400

**Tableau 24 : Répartition des gains en tension dans la chaîne de mesure**

Cette pré-amplification a été validée.

### **c- La transposition de fréquence**

La méthode de transposition qui a été choisie auparavant est l'intercorrélation, mais sa comparaison avec la détection synchrone est présentée ci-après.

Rappel : La transposition est réalisée en multipliant le signal faisceau par un signal carré d'amplitude  $\pm 1V$ . Sa fréquence dépend de la méthode de transposition choisie.

#### Choix des composants :

Choisi au paragraphe III-2 c, le multiplieur AD835 réalise la multiplication.

Le générateur a été réalisé en deux parties, d'un côté un convertisseur sinus/carré et de l'autre, le soustracteur de fréquence.

La détection synchrone utilise le convertisseur sans le soustracteur de fréquence. Ce convertisseur nécessite d'être très rapide puisqu'il convertit un signal sinusoïdal de fréquence comprise entre 7MHz et 14MHz en signal carré. Plus la bande passante du convertisseur sera

large, plus le signal carré aura des temps de montée et de descente très court donc moins il sera déformé. Le convertisseur choisi est l'AD96685 de chez ANALOG DEVICES. Les temps de transition sont inférieurs à 5ns, mais les signaux carrés sortant des deux sorties Q et  $\overline{Q}$  possèdent une valeur moyenne non nulle. Le constructeur préconise l'utilisation de l'adaptateur de signaux logiques AD53040. Ce composant permet d'obtenir un signal carré de valeur moyenne nulle et d'amplitude  $\pm 1V$  avec des temps de montée et de descente de 5ns pour une période comprise entre 143ns et 71ns.

L'intercorrélation utilise le convertisseur sinus/carré précédent avec le soustracteur de fréquence. Pour des raisons de disponibilité donc de délais et de coût, tous les composants constituant le soustracteur ont été choisis parmi ceux déjà utilisés dans d'autres systèmes du GANIL. Il s'agit des deux déphaseurs l'un HF (jonction JH-6-4), l'autre BF (amplificateur opérationnel TL071 et composants passifs), du combineur/diviseur de puissance (ZSCJ-2-1) et de l'oscillateur sinusoïdal 10KHz (DPS3). Les deux multiplieurs utilisés sont des AD835, identiques à ceux utilisés pour la transposition de fréquence.

Pour effectuer une bonne soustraction de fréquence, il faudrait déphaser les deux signaux ( $F_{Machine}$  et 10KHz) de  $90^\circ$ . Les imperfections de la jonction JH-6-4 font que le déphasage du signal à  $F_{Machine}$  est de  $88^\circ \pm 0,2$  (Mesuré avec le vecteur voltmètre, annexe XXI). Le réglage du déphaseur BF montre que le rapport signal / bruit du signal carré est optimisé lorsque les phases des deux déphaseurs HF et BF sont identiques.

#### Résultats de la détection synchrone :

La détection synchrone transpose le signal faisceau en 0Hz. L'observation du spectre fréquentiel en sortie de la détection fait apparaître le bruit en  $1/f$ . Ce bruit est maximum en 0Hz et diminue avec la fréquence. En 0Hz, il est de l'ordre du millivolt. Il est lié notamment aux divers composants semi-conducteurs.

Le montage correspondant à la détection synchrone est celui présenté figure 46 page 58 dans lequel le filtre (250KHz) et la détection d'amplitude ont été enlevés puisque la détection synchrone transpose à 0Hz.

Après le filtre 0,5Hz, la tension mesurée sans faisceau était de 13mV. Avec le gain en tension (de 122) de fin de chaîne, la tension mesurée en sortie de la chaîne de mesure était de 1,6V. Cette tension correspond à une intensité faisceau moyenne de 1,6μA. De plus, cette tension est très instable. Son instabilité ne permet pas d'être compensée par une "tension d'offset". La chaîne de mesure détecte donc une intensité faisceau moyenne de 1,6μA sans faisceau.

Autre inconvénient, cette méthode de transposition nécessite une synchronisation du signal carré sur le signal faisceau de fréquence identiques ( $F_{Machine}$ ). Mais le signal faisceau se dérègle dans le temps. La synchronisation est alors instable.

#### Résultats de l'intercorrélation :

Le remède est d'utiliser l'intercorrélation. Ainsi, la synchronisation n'est plus utile puisque le signal carré est balayé. La fréquence de ce signal carré est de  $F_{Machine}-10KHz$ . Le signal faisceau à  $F_{Machine}$  est transposé à  $2F_{Machine}-10KHz$  et 10KHz. En insérant un filtre passe-bas d'ordre 2 (structure de RAUCH) avec une fréquence de coupure de 250KHz, la transposition à  $2F_{Machine}-10KHz$  disparaît. L'amplification du multiplieur est de  $0,5814^{+0,0800}_{-0,0242}$ . Le gain en tension du filtre (250KHz) est de  $0,9960^{+0,0201}_{-0,0159}$ .

Après la détection d'amplitude et le filtre 0,5Hz (Voir figure 46 P.58), la tension mesurée sans faisceau est de l'ordre d'une centaine de millivolts. En installant l'intercorrélation à proximité du capteur et de la chaîne de pré-amplification, la tension moyenne mesurée correspond à une intensité faisceau moyenne détectable de 1nA.

L'intercorrélation avec le multiplieur comme composant transpositeur de fréquence et le générateur de signal carré d'amplitude  $\pm 1V$  et de fréquence  $F_{Machine}-10KHz$  est validée.



#### **d- La détection d'amplitude**

La détection d'amplitude utilise une impulsion de 10KHz. Cette impulsion est issue de l'oscillateur sinusoïdal 10KHz (DPS3) utilisé pour la transposition de fréquence. Le signal sinusoïdal est converti en signal carré avec un comparateur de type LM311 (un standard) référencé à 0V. A chaque passage par 0V en entrée, la sortie bascule de 0V à 5V ou le contraire. Ce signal carré TTL est ensuite envoyé dans un monostable de type 74LS123 pour générer une impulsion de 10KHz. Les potentiomètres prévus sur le monostable permettent de régler la phase de l'impulsion et sa largeur.

Après avoir créé cette impulsion, celle-ci commande un échantillonneur - bloqueur (SHC298). Lorsque l'impulsion vaut 5V pendant un temps  $T_1$ , la sortie de l'échantillonneur est égale à la moyenne de la tension d'entrée  $V_{e moy}$  pendant l'instant  $T_1$ . Lorsque l'impulsion vaut 0V, la sortie de l'échantillonneur se bloque à  $V_{e moy}$ .

#### **Résultats :**

Les premières mesures ont montrées que si l'énergie du faisceau (donc sa vitesse) variait dans un rapport de 0,5%, l'impulsion de 10KHz n'était plus synchronisée. Ce taux de 0,5% est le rapport maximale en énergie du faisceau à ne pas dépasser pour pouvoir accélérer le faisceau dans un cyclotron, sinon l'énergie du faisceau doit être corrigée. Ce rapport est donc acceptable. Cependant pour assurer une meilleure synchronisation, la largeur de l'impulsion 10KHz a été réduite à 10 $\mu$ s. Ceci permet une plus large tolérance de réglage de l'impulsion sur le signal faisceau de 10KHz. Le gain en tension de la détection d'amplitude est de  $1 \pm 0,004$ .

En ajoutant un filtrage (0,5Hz), la sortie est une tension continue égale à la valeur moyenne du signal de sortie de la détection d'amplitude. Cette tension moyenne est l'image de l'intensité faisceau moyenne. Le filtre utilisé est un amplificateur opérationnel (TL071) monté en filtre passe-bas (à 0,5Hz) selon une structure de RAUCH. Cette structure permet d'obtenir

un filtre d'ordre 2 avec un seul amplificateur. Son gain unitaire en tension a été mesuré avec la source étalon de tension continue en entrée, il est de  $1,0438 \pm 0,00001$  (Annexe XXII).

#### e- L'amplification fin de chaîne

Cet élément se décompose en deux blocs, un bloc d'amplification et un bloc de commutation.

##### Le bloc d'amplification

Il comporte trois correcteurs d'offset et trois amplifications. Ils sont commutés en fonction de la gamme d'intensité faisceau mesurée (Voir figure 73 P.92). Les correcteurs d'offset et les amplifications ont été réalisés à partir d'amplificateurs opérationnels traditionnels (TL071 de chez TEXAS INSTRUMENTS).

- Le correcteur d'offset est tout simplement une somme entre le signal (valeur moyenne) et une tension continue réglable en fonction du bruit mesuré en sortie de la chaîne. En fonction de la commutation de gain, le bruit mesuré ne représente pas la même intensité faisceau moyenne. Les trois correcteurs d'offset ont donc été réglé à des seuils différents (Tableau 25). Le correcteur 1 n'a pas pu être réglé faute d'intensité faisceau suffisante.

	$I_{Fmoy} < 15\mu A$ Correcteur 3	$13\mu A \leq I_{Fmoy} < 59\mu A$ Correcteur 2	$57\mu A \leq I_{Fmoy} \leq 100\mu A$ Correcteur 1
Seuil (V)	$0,635 \pm 0,0001$	$0,121 \pm 0,0001$	

**Tableau 25 : Réglages des correcteurs**

- Selon les gains en tensions cumulés de l'entrée de la pré-amplification à l'entrée de l'amplification fin de chaîne, les gains fin de chaîne ont été estimés (Tableau 26).

	$I_{Fmoy} < 15\mu A$ Correcteur 3	$13\mu A \leq I_{Fmoy} < 59\mu A$ Correcteur 2	$57\mu A \leq I_{Fmoy} \leq 100\mu A$ Correcteur 1
Gain fin de chaîne estimés	$201^{+15}_{-29}$	$111^{+8}_{-17}$	$660^{+44}_{-78}$

**Tableau 26 : Gains fin de chaîne estimés**

Malgré leur performances, les amplificateurs opérationnels utilisés (TL071) ont un produit gain-bande ( $G \times BP = 3\text{MHz}$ ). Si le gain en tension vaut 10, la bande passante de

l'amplificateur n'excèdera pas 300KHz. Pour obtenir les différents gains en tension de fin de chaîne estimés précédemment, chacune des trois amplifications nécessite entre deux et trois amplificateurs. Les amplifications fin de chaîne ont été mesurées avec la source étalon de tension continue après qu'elles aient été réglées avec le synthétiseur de fréquence connecté en tout début de chaîne de mesure (Tableau 27).

	$I_{Fmoy} < 15\mu A$ <i>Amplification 3</i>	$13\mu A \leq I_{Fmoy} < 59\mu A$ <i>Amplification 2</i>	$57\mu A \leq I_{Fmoy} \leq 100\mu A$ <i>Amplification 1</i>
<i>Gain fin de chaîne mesurés</i>	$202,594 \pm 0,001$	$112,465 \pm 0,001$	$673,227 \pm 0,001$

**Tableau 27 : Gains fin de chaîne mesurés**

#### Le bloc de commutation

Cette commutation comporte trois comparateurs de tension à seuil réglable. Ils sont de type LM311 et commutent les relais 1 et 2 en fonction de l'intensité faisceau ou de la valeur moyenne en sortie de la chaîne de mesure. Après les premiers tests de commutation, un défaut a été observé. En effet, les amplificateurs opérationnels ont une tension de sortie maximale comprise entre  $\pm 11,5V$  et  $\pm 12,5V$  d'un TL071 à un autre. Or la première commutation ( $I_{Fmoy} > 15\mu A$ ) correspond à une tension de sortie de 15V. La première commutation a donc été diminuée à  $10\mu A$  d'intensité faisceau moyenne, soit 10V. La deuxième commutation ( $I_{Fmoy} < 59\mu A$ ) n'a pas pu être testée avec le faisceau car l'intensité faisceau moyenne maximale obtenue jusqu'alors dans la ligne L1 est de  $26\mu A$ . Cette intensité a été obtenue avec un faisceau d'argon ( $^{36}Ar$ ) accéléré à 13,45MHz.

#### Résultats :

Les deux blocs amplification et commutation sont validés mais la deuxième commutation ( $I_{Fmoy} < 59 \mu A$ ) reste à tester avec le faisceau.

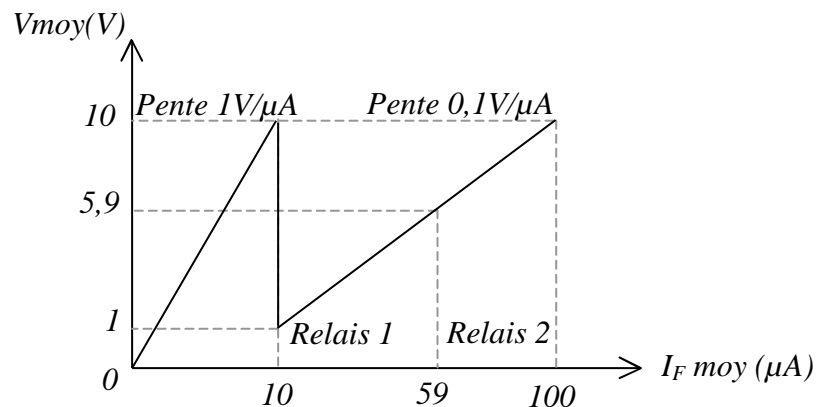
#### f- Performances de la chaîne complète

Les meilleurs résultats obtenus sont en installant non seulement la pré-amplification à proximité du capteur, mais également la détection d'amplitude et le filtre 0,5Hz.

##### Réglages :

Après avoir vérifié les synchronisations des signaux, les trois correcteurs d'offset ont été réglés. Pour cela, les relais 1 et 2 ont été forcés commutés successivement pour ajuster les trois correcteurs afin de mesurer 0V sans faisceau. Ensuite, le faisceau a été envoyé et les deux premiers gains ont pu être ajustés. La référence intensité faisceau utilisée était une cage de Faraday (L1.CF41). Enfin, le premier seuil de commutation (Réf.1) devait être réglé à l'équivalent de  $10\mu\text{A}$ , soit 10V.

Le graphe ci-dessous montre les niveaux de tensions moyenne  $V_{\text{moy}}$  en sortie de la chaîne de mesure en fonction de l'intensité faisceau moyenne  $I_{F\text{ moy}}$ . Il montre également la linéarité idéale attendue (Figure 74).



**Figure 74 :** Tension de sortie en fonction de l'intensité faisceau

L'ajustement du gain et de l'offset indispensable à chaque fréquence de signal faisceau compensent les différentes erreurs et les niveaux de bruit des composants en amont. L'erreur de linéarité mesurée est de 4,8%. Le gain a été ajusté à 10mV avec une intensité faisceau moyenne de 10nA. Pour une intensité faisceau moyenne de  $10\mu\text{A}$ , la tension mesurée en sortie de la chaîne valait 9,52V (au lieu de 10V).

Le nanoampère est mesurable : Lors de la production d'un faisceau de Krypton ( $^{78}\text{Kr}$ ) à une énergie de  $68\text{MeV/A}$ , la tension moyenne  $V_{\text{moy}}$  mesurée variait entre  $4,5\text{mV}$  et  $5,4\text{mV}$  pour une intensité faisceau moyenne mesurée avec la cage de Faraday L1.CF41 de  $5\text{nA}$  environ. Pour L1.CF41  $1\text{nA}$ , la tension mesurée variait entre  $0,9\text{mV}$  et  $1,7\text{mV}$ . D'après les mesures de stabilité faites sur la cage de Faraday L1.CF41 et le TI-BF L1.TI64, le faisceau était instable. Difficile de savoir si cette instabilité provient également de l'électronique du TI-HF. Avec un autre faisceau d'argon ( $^{36}\text{Ar}$ ) à une énergie de  $95\text{MeV/A}$ , cette instabilité était moins importante.

Le temps de réponse mesuré est de l'ordre de  $10\mu\text{s}$ , il est suffisant puisqu'il est inférieur à  $20\text{ms}$ .

La mesure est insensible à l'extension en phase, c'est-à-dire à la forme du paquet.

La sensibilité du capteur, le gain en tension de la chaîne électronique et la sensibilité du système complet sont présentés ci-dessous (Tableau 28).

	$I_{F\text{moy}} < 15\mu\text{A}$ Gamme 1	$13\mu\text{A} \leq I_{F\text{moy}} < 59\mu\text{A}$ Gamme 2	$57\mu\text{A} \leq I_{F\text{moy}} \leq 100\mu\text{A}$ Gamme 3
Sensibilité du capteur	$5,00\text{V}/\mu\text{A} \begin{smallmatrix} +1,49 \\ -1,50 \end{smallmatrix}$		
Gain en tension de la chaîne	$200\,000 \begin{smallmatrix} +34390 \\ -11536 \end{smallmatrix}$	$20\,000 \begin{smallmatrix} +2738 \\ -960 \end{smallmatrix}$	$20\,000 \begin{smallmatrix} +3791 \\ -865 \end{smallmatrix}$
Sensibilité du système complet	$1,0000\text{V}/\mu\text{A} \begin{smallmatrix} +0,5212 \\ -0,3404 \end{smallmatrix}$	$0,10000\text{V}/\mu\text{A} \begin{smallmatrix} +0,04757 \\ -0,03336 \end{smallmatrix}$	$0,10000\text{V}/\mu\text{A} \begin{smallmatrix} +0,05440 \\ -0,03303 \end{smallmatrix}$

**Tableau 28 : Caractéristiques du système complet**

Ces caractéristiques sont à considérer dans la bande  $[1-260\text{MHz}]$ .

**Cette chaîne de mesure n'est pas validée** car l'erreur de linéarité mesurée ( $+4,8\%$ ) et l'erreur de mesure calculée sont trop importantes. Il a fallu augmenter le gain de  $26\%$  sur la valeur initiale calculée pour le faisceau de Krypton ( $^{78}\text{Kr}$ ) à la fréquence de  $11,65\text{MHz}$ . Ces erreurs de mesure ne seraient pas gênantes si elles n'étaient pas dépendantes de la fréquence. Cela impose un ajustement du gain à chaque changement de fréquence.

## IV-2. La chaîne d'étalonnage

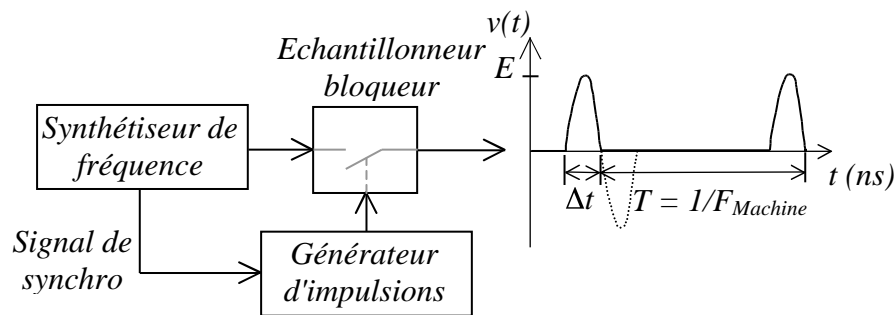
### a- La spire d'étalonnage

En comparant les mesures de réflexion du signal entre la spire d'étalonnage et le banc de test, il s'avère que la spire d'étalonnage est plus performante (Voir figures 35 et 36 P.46).

Elle a donc été validée.

### b- Le signal d'étalonnage

Le signal d'étalonnage devait être réalisé à partir d'un synthétiseur de fréquence maximale égale à  $F_{MAX} = 1/2 \text{ } t_{min} = 33\text{MHZ}$ ,  $t_{min} = 15\text{ns}$  (Figure 75).



**Figure 75 : Chaîne d'étalonnage**

N'ayant pas trouvé d'échantillonneur – bloqueur suffisamment performant pour considérer cette chaîne comme un étalon de mesure, la décision a été prise d'utiliser la spire d'étalonnage comme une spire de test. Le signal d'étalonnage devient alors un signal sinusoïdal issu du synthétiseur de fréquence (Annexe XXII). Il est désormais appelé "signal de test". Ce signal envoyé sur la spire test permet seulement de vérifier l'état de bon fonctionnement du système de mesure TI-HF.

## CONCLUSION

A long terme, l'objectif est de remplacer les TI-BF (Transformateurs d'Intensités Basses Fréquences) par des TI-HF (Transformateurs d'Intensités Hautes Fréquences).

### Avantages :

En terme de bruit, l'avantage du TI-HF est qu'il est insensible aux bruits BF issus des chocs mécaniques des arrêts faisceau et des pompes cryogéniques. L'installation d'une partie de l'électronique à proximité du capteur a rendu ce système de mesure insensible aux bruits HF synchrone des cavités accélératrices du cyclotron CSS1 , et plus efficace vis à vis du bruit en général.

En terme de faisceau, sa large bande passante permet au TI-HF de mesurer les paquets d'ions. La modulation 530Hz des TI-BF peut être supprimée. Conséquence, l'intensité faisceau moyenne augmente de 9% (1/11) sans modifier la quantité d'ions produits.

Ce système de mesure est insensible à l'extension en phase du faisceau. Un changement de l'énergie du faisceau en amont du capteur, dans un rapport de cinq pour mille, génère un déphasage du signal de synchronisation de la détection d'amplitude (10KHz). Mais ce signal reste en phase avec la réduction de la largeur de l'impulsion de 10KHz.

Le temps de réponse mesuré est de 10 $\mu$ s.

### Inconvénients :

Avec une cage de Faraday prise comme référence, le TI-HF n'est pas linéaire. Son erreur de linéarité est de 5%. L'ajustement du gain de la chaîne permet de corriger l'erreur induite par les différentes réflexions du signal en sortie du capteur et sur les amplificateurs HF. Et les correcteurs d'offset permettent de compenser le bruit des composants.

Comme annoncé précédemment, le signal d'étalonnage devient un signal de test en utilisant la spire rebaptisée "spire de test".

L'erreur de linéarité du système ne permet pas de le valider.

Les évolutions :

- La société BERGOZ, constructeur du TI-HF, propose aujourd'hui des capteurs à bande passante encore plus large ( 1,5GHz). Ceci permettrait peut être de pouvoir mesurer la longueur des paquets d'ions. Mais surtout, cela permettrait certainement d'avoir moins de réflexions du signal dans la bande [5-500MHz].
- Ces mêmes modèles de capteurs tiennent le vide sous une pression de  $10^{-7}$  mbar. Cela signifierait suppression de la boîte mécanique étanche. En supposant cette solution possible, il faudra alors comparer les coûts à performances égales.
- Une réalisation d'un système TI-HF est envisagé. Il servirait à enregistrer la quantité de faisceau envoyé en fonction du temps. Pour l'Ensemble Cible Source (ECS) de l'extension SPIRAL, cela peut être très intéressant.
- Quant à la chaîne de test, la proposition est faite de tester la chaîne de mesure en envoyant le signal de test soit sur la spire soit directement en entrée de la chaîne de mesure (à la place du capteur).

Enfin, six mois auparavant le domaine des hautes fréquences était pour moi une grande inconnue. Au travers de ce projet, j'ai acquis une compétence certaine grâce à l'entourage de ces vrais spécialistes et ces vrais pédagogues. Le domaine des hautes fréquences n'est pas le seul enseignement. Chaque technique abordée est devenue une compétence supplémentaire acquise.

Le SAVOIR ne se mesure pas et savoir le transmettre est inestimable !



## Liste des figures, des tableaux et des montages

FIGURE 1 :	Synoptique général de la machine .....	10
FIGURE 2 :	Tension accélératrice d'un cyclotron .....	11
FIGURE 3 :	Les salles d'expériences.....	12
FIGURE 4 :	Modulation du faisceau .....	14
FIGURE 5 :	Répartition des tâches.....	17
FIGURE 6 :	Structures temporelles du faisceau .....	20
FIGURE 7 :	Dimensions spatiales d'un paquet d'ions .....	21
FIGURE 8 :	Faisceau parcourant une ligne de transfert ( $I_p = -I_F$ ) .....	21
FIGURE 9 :	Faisceau parcourant une ligne de transfert avec $I_p = 0$ .....	21
FIGURE 10 :	Tension aux bornes d'un transformateur torique .....	22
FIGURE 11 :	Transformateur réel .....	23
FIGURE 12 :	Comportement fréquentiel du module de l'impédance de transfert.....	23
FIGURE 13 :	Détection synchrone .....	27
FIGURE 14 :	Transposition en 0 .....	28
FIGURE 15 :	Spectre du signal faisceau .....	29
FIGURE 16 :	Spectre du signal carré.....	29
FIGURE 17 :	Spectre de la transposition en 0 .....	30
FIGURE 18 :	Spectre de la transposition en $f_0$ .....	30
FIGURE 19 :	Chaîne de mesure de base avec transposition en 0.....	30
FIGURE 20 :	Chaîne de mesure de base avec transposition en $f_0$ .....	30
FIGURE 21 :	Générateur de signal carré $\pm 1V$ à $(F_{Machine} - f_0)$ .....	31
FIGURE 22 :	Liaison adaptée à $Z_C$ .....	31
FIGURE 23 :	Gain et facteur de bruit d'un amplificateur .....	32
FIGURE 24 :	Modèle du signal faisceau .....	33
FIGURE 25 :	Banc de test.....	35
FIGURE 26 :	Antenne d'étalonnage .....	36
FIGURE 27 :	Spire d'étalonnage.....	37
FIGURE 28 :	Signal faisceau image du modèle .....	37
FIGURE 29 :	Fonction de transfert du capteur.....	40
FIGURE 30 :	Réflexion en sortie du capteur.....	43
FIGURE 31 :	Impédance de sortie du capteur .....	43
FIGURE 32 :	Déphasage du signal en sortie du capteur.....	44
FIGURE 33 :	Série de Fourier du modèle.....	44
FIGURE 34 :	Série de Fourier du modèle affecté des imperfections du capteur.....	44
FIGURE 35 :	Réflexion du signal d'étalonnage (avec banc de test).....	46
FIGURE 36 :	Réflexion du signal d'étalonnage (avec spire d'étalonnage).....	46
FIGURE 37 :	Première séquence de test sous vide du TI-HF .....	48
FIGURE 38 :	Deuxième test sous vide du TI-HF.....	48
FIGURE 39 :	TI-HF inséré dans la ligne de faisceau .....	49
FIGURE 40 :	TI-HF avec spire d'étalonnage.....	50
FIGURE 41 :	Boîte mécanique assemblée avant montage .....	51
FIGURE 42 :	Taux de comptage de l'ensemble TI-HF.....	53
FIGURE 43 :	Impact du faisceau sur le bouclier .....	55
FIGURE 44 :	Position des éléments magnétiques par rapport au capteur.....	55
FIGURE 45 :	Enveloppe du faisceau par rapport au bouclier .....	56
FIGURE 46 :	Principe de la chaîne de mesure .....	58
FIGURE 47 :	Connexion du câble de liaison LMR400.....	60
FIGURE 48 :	Bruit du câble LMR400 (Cas d'un faisceau de Soufre 36 accéléré à 12,31MHz).....	60
FIGURE 49 :	Point de compression d'un amplificateur.....	63
FIGURE 50 :	Point de compression du BX6719 .....	63
FIGURE 51 :	Spectre des signaux d'intermodulation .....	64
FIGURE 52 :	Points d'intermodulation d'ordre 2 et 3 d'un amplificateur.....	65

FIGURE 53 :	Influence de l'intermodulation sur le BX6719 .....	68
FIGURE 54 :	Influence de l'intermodulation sur le BX6143 .....	68
FIGURE 55 :	Influence de l'intermodulation sur le BX6457 .....	68
FIGURE 56 :	Puissance en sortie des amplificateurs .....	69
FIGURE 57 :	Chaîne de pré-amplification .....	70
FIGURE 58 :	Hystérésis des commutations de gain.....	71
FIGURE 59 :	Signal parasite capté par l'entrée de l'amplificateur .....	71
FIGURE 60 :	Brochage du relais .....	72
FIGURE 61 :	Mélangeur symétrique double .....	74
FIGURE 62 :	Schémas équivalents du mélangeur.....	74
FIGURE 63 :	Chaîne de pré-amplification avec le mélangeur .....	78
FIGURE 64 :	Schéma fonctionnel de l'AD835.....	80
FIGURE 65 :	Schéma de l'AD835 monté en multiplieur .....	81
FIGURE 66 :	Schéma bloc du générateur de signal carré à $F_{Machine} - 10KHz$ .....	86
FIGURE 67 :	Soustracteur de fréquence ( $F_{Machine} - 10KHz$ ) à signal sinusoïdal.....	87
FIGURE 68 :	Déphaseur de l'oscillateur local.....	88
FIGURE 69 :	Schéma équivalent du combineur/diviseur de puissance .....	88
FIGURE 70 :	Signal en sortie du filtre passe bas 10KHz.....	90
FIGURE 71 :	Signal en sortie de la détection d'amplitude .....	90
FIGURE 72 :	Détection d'amplitude.....	90
FIGURE 73 :	Chaîne de mesure avec commutations des gains.....	92
FIGURE 74 :	Tension de sortie en fonction de l'intensité faisceau .....	103
FIGURE 75 :	Chaîne d'étalonnage.....	105
TABLEAU 1 :	Domaine des ondes électromagnétiques .....	15
TABLEAU 2 :	Budget projet.....	19
TABLEAU 3 :	Modèle de TI-HF passifs.....	39
TABLEAU 4 :	Sensibilité et erreur de mesure du capteur .....	45
TABLEAU 5 :	Récapitulatif des grandeurs.....	58
TABLEAU 6 :	Bande passante, gain et facteur de bruit des pré-amplificateurs .....	62
TABLEAU 7 :	Bande passante, gain et facteur de bruit de la chaîne de pré-amplification .....	62
TABLEAU 8 :	Comparaison des $P_s$ max des amplificateurs .....	63
TABLEAU 9 :	Points d'intermodulation des amplificateurs .....	66
TABLEAU 10 :	Comparaison entre puissances réelles du faisceau et celles du modèle .....	67
TABLEAU 11 :	Puissances des harmoniques du faisceau .....	69
TABLEAU 12 :	Isolation mesurée du ZAD-1 avec une sinusoïde.....	76
TABLEAU 13 :	Isolation mesurée du ZAD-1 avec le signal carré .....	76
TABLEAU 14 :	Perte de conversion mesurée du ZAD-1 .....	78
TABLEAU 15 :	Dynamique du ZAD-1.....	79
TABLEAU 16 :	Choix de l'entrée de l'AD835 pour y envoyer le signal carré.....	82
TABLEAU 17 :	Isolation mesurée de l'AD835 avec le signal carré .....	82
TABLEAU 18 :	Perte de conversion mesurée de l'AD835 .....	84
TABLEAU 19 :	Dynamique du multiplieur .....	84
TABLEAU 20 :	Caractéristiques des deux composants.....	85
TABLEAU 21 :	Configurations des ports du déphaseur JH-6-4 .....	87
TABLEAU 22 :	Erreur de mesure des amplificateurs BX6719, BX6143 et BX6457 .....	96
TABLEAU 23 :	Erreur de mesure de la pré-amplification avec les commutations .....	96
TABLEAU 24 :	Répartition des gains en tension dans la chaîne de mesure.....	97
TABLEAU 25 :	Réglages des correcteurs.....	101
TABLEAU 26 :	Gains fin de chaîne estimés.....	101
TABLEAU 27 :	Gains fin de chaîne mesurés.....	102
TABLEAU 28 :	Caractéristiques du système complet .....	104

## Listes des figures, des tableaux et des montages présents dans les annexes

FIGURE A :	Densité volumique de charge .....	113
FIGURE B :	Distribution gaussienne d'un paquet.....	113
FIGURE C :	Longueur du TI-HF .....	116
FIGURE D :	Règle du tire bouchon.....	117
FIGURE E :	Champ magnétique B créé par un courant I circulant dans une spire .....	117
FIGURE F :	Tension aux bornes d'un transformateur torique .....	117
FIGURE G :	Ordre ferromagnétique .....	118
FIGURE H :	Ordre paramagnétique .....	118
FIGURE I :	Aimantation et susceptibilité associées à un matériau ferromagnétique .....	118
FIGURE J :	Gain et facteur de bruit d'un amplificateur .....	122
FIGURE K :	Gain et facteur de bruit d'une chaîne d'amplificateurs .....	122
FIGURE L :	Modèle du signal faisceau .....	124
FIGURE M :	Tension $V_1(t)$ aux bornes du TI-HF.....	125
FIGURE N :	Modèle du signal faisceau .....	128
FIGURE O :	Tension en sortie du capteur.....	133
FIGURE P :	Ondes incidentes et réfléchies .....	138
TABLEAU A :	Distance entre chaque paquet.....	115
TABLEAU B :	Longueur $l$ et durée $t$ d'un paquet.....	115
TABLEAU C :	Extension en phase du faisceau dans les salles d'expériences .....	115
MONTAGE 1 :	Mesure de la fonction de transfert du capteur.....	127
MONTAGE 2 :	Mesure de la réflexion d'un dipôle.....	132
MONTAGE 3 :	Mesure de bruit du LMR400.....	135
MONTAGE 4 :	Mesure de la puissance du signal du synthétiseur.....	136
MONTAGE 5 :	Mesure de la puissance du signal en sortie de l'amplificateur .....	136
MONTAGE 6 :	Isolation OL-RF du mélangeur .....	139
MONTAGE 7 :	Isolation OL-FI du mélangeur.....	139
MONTAGE 8 :	Isolation entrée X – sortie W du multiplieur.....	140
MONTAGE 9 :	Isolation entrée Y – sortie W du multiplieur.....	140
MONTAGE 10 :	Perte de conversion du mélangeur.....	141
MONTAGE 11 :	Perte de conversion du multiplieur.....	141
MONTAGE 12 :	Bruit du mélangeur .....	142
MONTAGE 13 :	Bruit du multiplieur .....	142
MONTAGE 14 :	Dynamique du mélangeur.....	143
MONTAGE 15 :	Dynamique du multiplieur.....	143

# ANNEXES

## SOMMAIRE

### ANNEXE I

Modèle mathématique de l'intensité d'un paquet d'ions.....	113
--	-----

### ANNEXE II

Estimation de la distance D entre deux paquets d'ions .....	115
Estimation de la longueur $l$ et de la durée $t$ d'un paquet d'ions à 7 MHz.....	115

### ANNEXE III

Influence de la longueur du TI-HF .....	116
---	-----

### ANNEXE IV

Tension induite aux bornes d'un transformateur d'intensité .....	117
--	-----

### ANNEXE V

Moment magnétique .....	118
-------------------------	-----

### ANNEXE VI

Mesure de l'aire du signal .....	119
----------------------------------	-----

### ANNEXE VII

Calcul du niveau de bruit en sortie de la chaîne .....	122
Niveau de bruit d'une résistance 50 $\Omega$ .....	122

### ANNEXE VIII

Estimation de la puissance du signal (faisceau) issu du TI-HF .....	124
Calcul du bruit équivalent intensité faisceau .....	125

### ANNEXE IX

Mesure de la fonction de transfert du capteur.....	127
--	-----

### ANNEXE X

Série de Fourier du modèle mathématique .....	128
---	-----

### ANNEXE XI

Série de Fourier du modèle mathématique affecté des imperfections du capteurs.....	130
--	-----

## ANNEXE XII

Mesure de la réflexion d'un dipôle.....	132
---	-----

## ANNEXE XIII

Estimation de l'erreur de mesure du capteur.....	133
Estimation de l'incertitude de mesure sur la transmittance du capteur.....	133

## ANNEXE XIV

Mesure de bruit capté par le câble LMR400.....	135
--	-----

## ANNEXE XV

Mesure du point de compression d'un amplificateur .....	136
---	-----

## ANNEXE XVI

Mesure des points d'intermodulation d'un amplificateur.....	137
---	-----

## ANNEXE XVII

Définition des paramètres S.....	138
----------------------------------	-----

## ANNEXE XVIII

Mesure de l'isolation du mélangeur ZAD-1.....	139
Mesure de l'isolation du multiplieur AD835 .....	140

## ANNEXE XIX

Mesure de la perte de conversion du mélangeur ZAD-1 .....	141
Mesure de la perte de conversion du multiplieur AD835.....	141

## ANNEXE XX

Mesure de bruit du mélangeur ZAD-1.....	142
Mesure de bruit du multiplieur AD835 .....	142

## ANNEXE XXI

Mesure de la dynamique du mélangeur ZAD-1.....	143
Mesure de la dynamique du multiplieur AD835 .....	143

## ANNEXE XXII

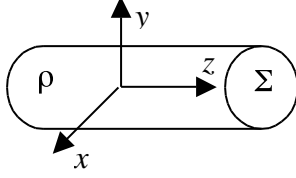
Instrumentation utilisée .....	144
--------------------------------	-----

## ANNEXE XXIII

Calibration de l'analyseur de réseaux .....	146
---	-----

## ANNEXE I

### Modèle mathématique de l'intensité d'un paquet d'ions



**Figure A :** *Densité volumique de charge du cylindre*

Considérons un cylindre de section  $\Sigma$ , défini selon les deux axes  $x$  et  $y$  pour les dimensions transverses, et selon l'axe  $z$  pour la dimension longitudinale.

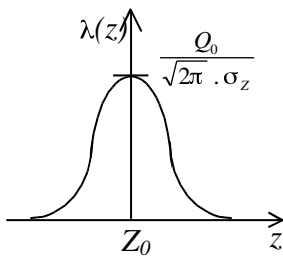
Soit  $\rho(z)$  la densité volumique de charge du cylindre exprimée en Coulomb/m<sup>3</sup>, et  $\Sigma$  la section du cylindre (en m<sup>2</sup>).

Il existe une densité linéique de charge  $\lambda(z)$  (en C/m) telle que :  $\lambda(z) = \rho(z) \cdot \Sigma$ .

Cette équation est vraie, si l'on admet l'hypothèse que les dimensions transverses sont petites devant la longueur du paquet (de particules) et que la section  $\Sigma$  est constante selon l'axe  $z$ . Ceci est donc applicable à un faisceau.

### Cas d'un faisceau pulsé (ou Distribution longitudinale gaussienne)

Considérons une ligne de faisceau, dans lequel circule un faisceau pulsé (groupé par paquets), on "observe" une distribution gaussienne des paquets, selon l'axe  $z$ . Cette distribution est un modèle mathématique mais ne correspond pas toujours à la réalité.



**Figure B :** *Distribution gaussienne d'un paquet*

$$\lambda(z) = \frac{Q_0}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_z} \cdot e^{-\frac{(z - z_0)^2}{2\sigma_z^2}}$$

$$\lambda(z) = \frac{dQ}{dz}$$

$$Q_0 = N_P \cdot |q|$$

$\sigma_z$  est l'écart type (en m).  $q$  est la charge d'une particule (en C).  $N_P$  est le nombre de particules.  $Q_0$  est la charge totale d'un paquet (en C) donc de la gaussienne.

Ainsi, la surface de cette gaussienne vaut :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \lambda(z) \cdot dz = Q_0$$

*Intensité d'un paquet* : Considérons l'origine observateur ( $Z_0=0$ ),

$$\lambda(z) = \frac{Q_0}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_z} \cdot e^{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}} = \frac{dQ}{dz}$$

Le paquet mobile se déplace à une vitesse  $v = z / t$  :  $\frac{dQ}{dt} = \frac{Q_0 \cdot v}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_z} \cdot e^{-\frac{t^2 v^2}{2\sigma_z^2}}$

Soit  $\sigma_t$  l'écart type en temps tel que :  $\sigma_t = \frac{\sigma_z}{v}$

$$I_F(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{Q_0}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_t} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}}$$

$I_F(t)$  est l'intensité du paquet

## ANNEXE II

### Estimation de la distance D entre deux paquets d'ions

La distance D entre deux paquets est imposée par l'harmonique faisceau d'un cyclotron. Elle

est calculée de la façon suivante :  $D = \frac{2 \pi \rho}{h}$

= Rayon d'éjection du cyclotron

h = Harmonique faisceau du cyclotron

	Rayon d'éjection $\rho$ (m)	Harmonique faisceau h du cyclotron	Distance D entre chaque paquet (m)
C0	0,488	3	1,02
CSS1	3,16	5	3,97
CSS2	3,16	2	9,93

**Tableau A : Distance entre chaque paquet**

### Estimation de la longueur $\Delta l$ et de la durée $\Delta t$ d'un paquet d'ions à 7 MHz

La longueur  $l$  d'un paquet d'ions est déterminée de la façon suivante :  $l = \frac{\varphi}{360^\circ} \cdot D$

$t = \frac{\varphi}{360^\circ} \cdot T$  avec  $\frac{1}{14 \text{ MHz}}$   $T = \frac{1}{7 \text{ MHz}}$  et  $t$  = Durée d'un paquet (s)

		Extension en phase $\Delta\varphi$	Distance D entre chaque paquet (m)	Longueur $\Delta l$ d'un paquet (cm)	Durée $\Delta t$ d'un paquet à 7MHz (ns)
L1	C0 → R1 R1 → CSS1	de 15° à 45° de 45° à 12°	1,02	de 4,2 à 12,7 de 12,7 à 3,4	de 6 à 18 de 18 à 4,7
L2	CSS1 → R2 R2 → CSS2	de 12° à 20° de 20° à 12°	3,97	de 13,2 à 22,1 de 22,1 à 13,2	de 4,7 à 8 de 8 à 4,7
L3	CSS2 → salles d'expériences	de 12° à $\varphi_s$	9,93	de 33 à 58	de 4,7 à 8,3

**Tableau B : Longueur  $\Delta l$  et durée  $\Delta t$  d'un paquet**

Salles d'expériences	D1	D2	D3	D5	D6	G1	G21	G22	G3	G41	G42
$\varphi$ (°)	16,6	17,4	18,6	20,2	20	16,6	17	17,6	19,4	20,6	<b>20,8</b>

**Tableau C : Extension en phase  $\Delta\varphi$  du faisceau dans les salles d'expériences**

La durée  $t$  est deux fois plus petite à  $F = 14 \text{ MHz}$  qu'à  $F = 7 \text{ MHz}$   $\varphi_s \approx 21^\circ$



## ANNEXE III

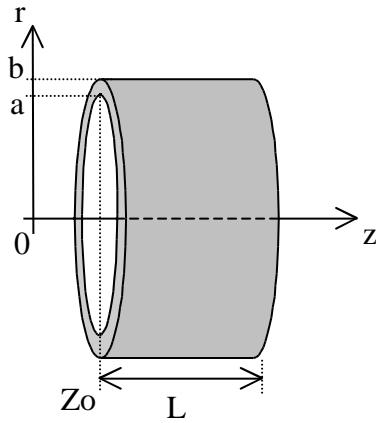
### Influence de la longueur du TI-HF

Le flux total d'un transformateur est la somme de deux flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$ . L'un correspond au primaire du transformateur, l'autre au secondaire. Dans le cas d'un TI-HF, le flux  $\Phi_1$  est lié au faisceau tandis que le flux  $\Phi_2$  est caractérisé par la bobine de mesure. Ainsi,

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 \quad \Phi_2 = \frac{L I_F}{n}$$

$L$  : Inductance de la bobine de mesure (H)

$n$  : Nombre de spires



$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \int B \, d^2s \\ &= \int B \, dr \, dz \\ &= \int_{Zo}^{Zo+L} \int_a^b B \, dr \, dz \end{aligned}$$

**Figure C :** Longueur  $L$  du TI-HF

$$\Phi_1 = \int_{Zo}^{Zo+L} \int_a^b \frac{\mu I_F}{2\pi r} \, dr \, dz \quad (\text{en Weber})$$

Le flux  $\Phi_1$  est fonction des dimensions du capteur et plus particulièrement de sa longueur  $L$  (en m).

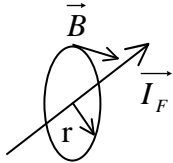
Remarque : Le flux  $\Phi_1$  est une intégration instantanée du faisceau due à la longueur du TI-HF.

Unités :  $B$  en Tesla,  $r$  en mètre,  $I_F$  en Ampère électrique,  $\mu$  est une constante (sans unité).

## ANNEXE IV

### Tension induite aux bornes d'un transformateur d'intensité

Soit un courant  $\vec{I}_F$  circulant dans un fil rectiligne, il existe un vecteur champ magnétique  $\vec{B}$  tangent au cercle de rayon  $r$ . La règle du tire bouchon nous donne le sens des vecteurs  $\vec{I}_F$  et  $\vec{B}$ .

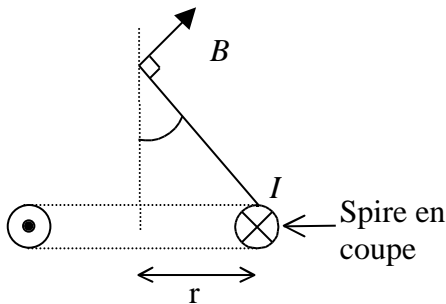


$$B = \frac{\mu_0 \mu_r I_F}{2\pi r} \quad (\text{ en Tesla })$$

est le flux magnétique, ou simplement flux. Le flux est

**Figure D :** Règle du tire bouchon

le nombre total de lignes de champ magnétique, pour une surface donnée, perpendiculaire à leur direction.

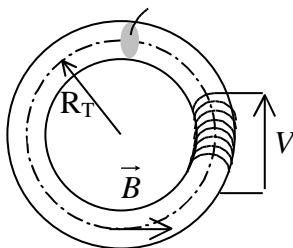


$$B = \frac{\mu_0 I \sin^3 \alpha}{2r}$$

**Figure E :** Champ magnétique  $B$  créé par un courant  $I$  circulant dans une spire

Considérons un tore en ferrite autour duquel est bobiné  $n$  spires, le flux de  $B$  au travers de ces  $n$  spires est :

$$= n \cdot B. \quad (\text{ en Weber })$$



**Figure F :** Tension aux bornes d'un transformateur torique

et la tension induite :

$$V = - \frac{d}{dt} = n \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi R_T} \frac{dI_F}{dt} \quad (\text{ en Volt })$$

$n$  = Nombre de spires       $R_T$  = Rayon moyen du tore (m)

$\mu_0$  = Perméabilité du vide

$\mu_r$  = Perméabilité relative du matériau magnétique

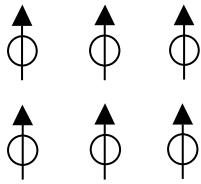
= Section du tore ( $m^2$ )

$I_F$  = Intensité faisceau traversant le tore (A)

## ANNEXE V

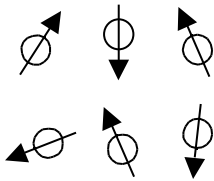
### Moment magnétique

Le magnétisme des atomes résulte du mouvement des électrons. Ces électrons induisent un moment magnétique dit orbital, associé à leur révolution autour du noyau, ainsi qu'un moment magnétique dit de spin, associé à leur rotation sur eux-mêmes. Le moment



**Figure G :** *Ordre ferromagnétique*

magnétique total  $\mu_B$  (ou magnéton de Bohr) est la combinaison vectorielle des moments orbitaux et de spin. Il existe différents types d'ordre magnétique, parmi eux, l'ordre ferromagnétique (ou aimantation spontanée). Cet ordre caractérise des moments alignés et parallèles entre eux (Figure G). Il est observé dans le fer, le cobalt et



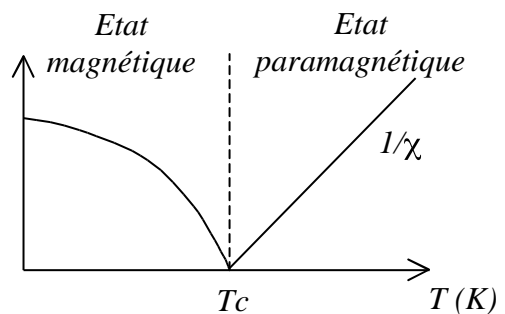
**Figure H :** *Ordre paramagnétique*

le nickel (les trois métaux constituant le TI-HF). Si la température dépasse la température de Curie, l'ordre magnétique disparaît. Le matériau devient paramagnétique (Figure H). Et la susceptibilité magnétique décroît avec la température (Figure I).

, susceptibilité magnétique, caractérise le comportement magnétique de la matière. Au delà de la température de Curie, elle est définie ainsi :

$$\chi = \frac{C}{T - T_C}$$

$C$  = Constante de Curie       $T$  et  $T_C$  en Kelvin



**Figure I :** *Aimantation et susceptibilité associées à un matériau ferromagnétique*

## ANNEXE VI

### Mesure de l'aire du signal

Quelle que soit la méthode utilisée, la détection synchrone ou l'intercorrélation, le calcul est semblable. La méthode consiste à multiplier le signal faisceau par un signal carré, et d'en déterminer l'intégrale. Le résultat est alors une valeur moyenne  $V_{moy}$  proportionnelle à l'aire du signal.

Périodique, le signal faisceau  $v(t)$  est décomposable en série de Fourier :

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

$A_0$  est la valeur moyenne de  $v(t)$ , elle est nulle en sortie du capteur.  $v(t)$  devient alors :

$$v(t) = \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

$$v(t) = (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \dots$$

$$\dots + A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t \dots)$$

De la même façon, le signal carré  $c(t)$  est périodique et de valeur moyenne nulle. Il s'écrit :

$$c(t) = \sum_{k=1} (X_k \cos k\omega t + Y_k \sin k\omega t)$$

$$\text{avec } X_k = \frac{2}{T} \int_0^T c(t) \cdot \cos k\omega t dt \quad \text{et} \quad Y_k = \frac{2}{T} \int_0^T c(t) \cdot \sin k\omega t dt$$

$$X_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \cos k\omega t dt - \int_{T/2}^T \cos k\omega t dt = \frac{2}{T} \left[ \frac{\sin k\omega t}{k\omega} \right]_0^{T/2} - \left[ \frac{\sin k\omega t}{k\omega} \right]_{T/2}^T$$

$$X_k = \frac{2}{T} \frac{\sin k\pi - \sin 0 - \sin 2k\pi + \sin k\pi}{k\omega} = 0$$

$$Y_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin k\omega t dt - \int_{T/2}^T \sin k\omega t dt = \frac{2}{T} \left[ \frac{-\cos k\omega t}{k\omega} \right]_0^{T/2} - \left[ \frac{-\cos k\omega t}{k\omega} \right]_{T/2}^T$$

$$Y_k = \frac{2}{T} \frac{-\cos k\pi + \cos 0 + \cos 2k\pi - \cos k\pi}{k \frac{2\pi}{T}} = \frac{-\cos k\pi + 1 + 1 - \cos k\pi}{k\pi} = 2 \cdot \frac{1 - \cos k\pi}{k\pi}$$

$$Y_k = 2 \cdot \frac{1 + (-1)^{k+1}}{k\pi} \quad c(t) \text{ s'écrit alors : } \boxed{c(t) = \sum_{k=1} 2 \cdot \frac{1 + (-1)^{k+1}}{k\pi} \cdot \sin k\omega t}$$

Le produit de ces deux signaux  $v(t)$  et  $c(t)$  vaut :

$$v(t) \cdot c(t) = \left( \sum_{n=1} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \right) \sum_{k=1} 2 \cdot \frac{1 + (-1)^{k+1}}{k\pi} \cdot \sin k\omega t$$

$$\begin{aligned} v(t) \cdot c(t) &= (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \\ &\quad + A_4 \cos 4\omega t + B_4 \sin 4\omega t + A_5 \cos 5\omega t + B_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t + \dots) \\ &\quad \times \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots + \frac{4}{n\pi} \sin n\omega t + \dots \\ v(t) \cdot c(t) &= \frac{4}{\pi} \sin \omega t (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \\ &\quad + A_4 \cos 4\omega t + B_4 \sin 4\omega t + A_5 \cos 5\omega t + B_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t + \dots) \\ &\quad + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \\ &\quad + A_4 \cos 4\omega t + B_4 \sin 4\omega t + A_5 \cos 5\omega t + B_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t + \dots) \\ &\quad + \frac{4}{5\pi} \sin 5\omega t (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \\ &\quad + A_4 \cos 4\omega t + B_4 \sin 4\omega t + A_5 \cos 5\omega t + B_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t + \dots) \\ &\quad + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v(t) \cdot c(t) &= \frac{4}{\pi} (A_1 \sin \omega t \cos \omega t + B_1 \sin^2 \omega t + A_2 \sin \omega t \cos 2\omega t + B_2 \sin \omega t \sin 2\omega t \\ &\quad + A_3 \sin \omega t \cos 3\omega t + B_3 \sin \omega t \sin 3\omega t + A_4 \sin \omega t \cos 4\omega t + B_4 \sin \omega t \sin 4\omega t \\ &\quad + A_5 \sin \omega t \cos 5\omega t + B_5 \sin \omega t \sin 5\omega t + \dots + A_n \sin \omega t \cos n\omega t + B_n \sin \omega t \sin n\omega t + \dots) \\ &\quad + \frac{4}{3\pi} (A_1 \sin 3\omega t \cos \omega t + B_1 \sin 3\omega t \sin \omega t + A_2 \sin 3\omega t \cos 2\omega t + B_2 \sin 3\omega t \sin 2\omega t \\ &\quad + A_3 \sin 3\omega t \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \sin 3\omega t + A_4 \sin 3\omega t \cos 4\omega t + B_4 \sin 3\omega t \sin 4\omega t \\ &\quad + A_5 \sin 3\omega t \cos 5\omega t + B_5 \sin 3\omega t \sin 5\omega t + \dots + A_n \sin 3\omega t \cos n\omega t + B_n \sin 3\omega t \sin n\omega t + \dots) \end{aligned}$$

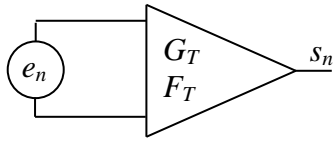
$$\begin{aligned}
& + A_3 \sin 3\omega t \cos 3\omega t + B_3 \sin 3\omega t \sin 3\omega t + A_4 \sin 3\omega t \cos 4\omega t + B_4 \sin 3\omega t \sin 4\omega t \\
& + A_5 \sin 3\omega t \cos 5\omega t + B_5 \sin 3\omega t \sin 5\omega t \dots \\
& \dots + A_n \sin 3\omega t \cos n\omega t + B_n \sin 3\omega t \sin n\omega t + \dots) \\
& + \frac{4}{5\pi} (A_1 \sin 5\omega t \cos \omega t + B_1 \sin 5\omega t \sin \omega t + A_2 \sin 5\omega t \cos 2\omega t + B_2 \sin 5\omega t \sin 2\omega t \\
& + A_3 \sin 5\omega t \cos 3\omega t + B_3 \sin 5\omega t \sin 3\omega t + A_4 \sin 5\omega t \cos 4\omega t + B_4 \sin 5\omega t \sin 4\omega t \\
& + A_5 \sin 5\omega t \cos 5\omega t + B_5 \sin 5\omega t \sin 5\omega t \dots \\
& \dots + A_n \sin 5\omega t \cos n\omega t + B_n \sin 5\omega t \sin n\omega t + \dots) \\
& + \dots \\
v(t) \cdot c(t) = & \frac{4}{\pi} A_1 \frac{\sin 2\omega t + 0}{2} + B_1 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} + A_2 \frac{\sin 3\omega t - \sin \omega t}{2} + B_2 \frac{\cos \omega t - \cos 3\omega t}{2} \\
& + A_3 \frac{\sin 4\omega t - \sin 2\omega t}{2} + B_3 \frac{\cos 2\omega t - \cos 4\omega t}{2} + A_4 \frac{\sin 5\omega t - \sin 3\omega t}{2} + B_4 \frac{\cos 3\omega t - \cos 5\omega t}{2} \\
& + A_5 \frac{\sin 6\omega t - \sin 4\omega t}{2} + B_5 \frac{\cos 4\omega t - \cos 6\omega t}{2} + \dots \\
& + \frac{4}{3\pi} A_1 \frac{\sin 4\omega t + \sin 2\omega t}{2} + B_1 \frac{\cos 2\omega t - \cos 4\omega t}{2} + A_2 \frac{\sin 5\omega t + \sin \omega t}{2} + B_2 \frac{\cos \omega t - \cos 5\omega t}{2} \\
& + A_3 \frac{\sin 6\omega t - 0}{2} + B_3 \frac{1 - \cos 6\omega t}{2} + A_4 \frac{\sin 7\omega t - \sin \omega t}{2} + B_4 \frac{\cos \omega t - \cos 7\omega t}{2} \\
& + A_5 \frac{\sin 8\omega t - \sin 2\omega t}{2} + B_5 \frac{\cos 2\omega t - \cos 8\omega t}{2} + \dots \\
& + \frac{4}{5\pi} A_1 \frac{\sin 6\omega t + \sin \omega t}{2} + B_1 \frac{\cos \omega t - \cos 6\omega t}{2} + A_2 \frac{\sin 7\omega t + \sin 3\omega t}{2} + B_2 \frac{\cos 3\omega t - \cos 7\omega t}{2} \\
& + A_3 \frac{\sin 8\omega t + \sin 2\omega t}{2} + B_3 \frac{\cos 2\omega t - \cos 8\omega t}{2} + A_4 \frac{\sin 9\omega t + \sin \omega t}{2} + B_4 \frac{\cos \omega t - \cos 9\omega t}{2} \\
& + A_5 \frac{\sin 10\omega t - 0}{2} + B_5 \frac{1 - \cos 10\omega t}{2} + \dots
\end{aligned}$$

Après filtrage, tous les termes en sinus et cosinus disparaissent et la tension  $V_{moy}$  vaut :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot c(t) dt = \frac{4}{\pi} \frac{B_1}{2} + \frac{4}{3\pi} \frac{B_3}{2} + \frac{4}{5\pi} \frac{B_5}{2} + \dots \boxed{V_{moy} = \sum_{n=0}^{\infty} 2 \cdot \frac{B_{2n+1}}{(2n+1)\pi}}$$

## ANNEXE VII

### Calcul du niveau de bruit en sortie de la chaîne

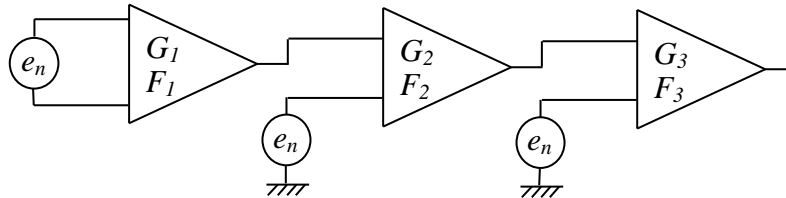


**Figure J :** Gain et facteur de bruit d'un amplificateur

Une chaîne d'amplification peut être ramenée à un seul amplificateur. Dans ce cas, le niveau de bruit de la chaîne en sortie est le produit du niveau de bruit en entrée par le gain total ( $G_T$ ) et le facteur de bruit total ( $F_T$ ). Soit :  $S_n = G_T F_T e_n$

Gain total  $G_T$  :  $G_T = G_1 G_2 \dots G_k$

Facteur de bruit total  $F_T$  : Cas d'une chaîne à trois amplificateurs



**Figure K :** Gain et facteur de bruit d'une chaîne d'amplificateurs

$$F = \frac{\text{Puissance de bruit réel en sortie}}{\text{Puissance de bruit inévitable en sortie}} = \frac{B_R}{B} \quad \text{avec} \quad B = e_n G_1 G_2 G_3 \quad \text{et}$$

$$B_R = e_n F_1 G_1 G_2 G_3 + e_n F_2 G_2 G_3 + e_n F_3 G_3 = e_n (F_1 G_1 G_2 G_3 + F_2 G_2 G_3 + F_3 G_3)$$

$$\text{d'où } F_T = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2}$$

Le premier amplificateur est le plus important de la chaîne.

La source de bruit est principalement liée à la résistance ( $50 \Omega$ ) du TI-HF.

### Niveau de bruit d'une résistance $50\Omega$

Le niveau de bruit d'une résistance  $50 \Omega$  s'écrit :  $\langle |e_n|^2 \rangle = 4 k T f$

$k$  = Constante de Boltzmann =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K  $T$  = Température =  $25^\circ\text{C} = 298$  K  $r = 50$

$f$  est la bande équivalente de bruit. Notons que plus la bande est étroite, plus le niveau de bruit est faible.  $\langle |e_n|^2 \rangle = 8,225 \cdot 10^{-19}$   $f = \langle |b_n|^2 \rangle$  soit  $b_n = 0,9$  nV/  $\text{Hz}$

$b_n$  est donc la valeur efficace de la source de bruit de la résistance 50  $\Omega$ .

Le bruit s'exprime également en puissance, et plus particulièrement en décibel milliwatt (dBm). Cette unité dBm est notamment utilisée dans le domaine des hautes fréquences. Elle permet d'exprimer des petites puissances de signal.

$$\text{Une puissance en dB s'écrit : } P_{dB} = 10 \log \frac{P_2(W)}{P_1(W)}$$

Exprimée en dBm, cette puissance est calculée en prenant par convention la puissance  $P_1$  égale à 1mW dans une charge de 50  $\Omega$ . L'équation devient alors :

$$P_{dBm} = 10 \log \frac{P_2(W)}{10^{-3}(W)} = 10 \log \frac{V^2_{eff} (V^2)}{50(\Omega) \times 10^{-3}(W)}$$

$$P_W = \frac{V^2_{eff}}{r} = \frac{\langle |e_n|^2 \rangle}{r} = \text{puissance en watt} \quad \text{soit} \quad P_{dBm} = 10 \log V^2_{eff} \cdot \frac{10^3 (W^{-1})}{50(\Omega)}$$

$$\boxed{P_{dBm} = 20 \log (K_V \cdot V_{eff}) + 13 \text{ dBm}} \quad \text{avec } K_V = 1 \text{ V}^{-1}$$

La puissance de la source de bruit de la résistance interne (50  $\Omega$ ) du capteur s'écrit :

$$P_{dBm}(50 \Omega) = 10 \log \langle |b_n|^2 \rangle \cdot f \cdot \frac{10^3}{50} = 20 \log \frac{K_V}{\sqrt{K_F}} \cdot b_n + 13 \text{ dBm} + 10 \log (K_F \cdot f)$$

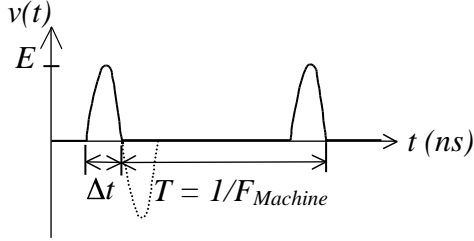
$$P_{dBm}(50 \Omega) = -181 \text{ dBm} + 13 \text{ dBm} + 10 \log (K_F \cdot f) \quad \text{avec } K_F = 1 \text{ Hz}^{-1}$$

$$\boxed{P_{dBm}(50 \Omega) = -168 \text{ dBm} + 10 \log (K_F \cdot f)}$$



## ANNEXE VIII

### Estimation de la puissance du signal (faisceau) issu du TI-HF



**Figure L : Modèle du signal faisceau**

Le signal, en sortie du TI-HF, est modélisé par l'alternance positive d'une sinusoïde de fréquence  $1/2 t$  et périodique de période  $T$ . L'intervalle de temps  $t$  est appelé ainsi, puisqu'il représente en fait la durée d'un paquet d'ions (en s) définie auparavant (annexe II).

Valeur moyenne  $V_{moy}$  de  $v(t)$ :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^t v(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^t E \sin \frac{\pi}{t} t dt = \frac{E}{T} \left[ -\frac{t}{\pi} \cos \frac{\pi}{t} t \right]_0^t = \frac{-E}{\pi} \frac{t}{T} \cos \frac{\pi}{t} t - 1$$

$$V_{moy} = \frac{E}{\pi} \frac{2}{T} t$$

Puissance de  $v(t)$  (ou carré de la valeur efficace) :

$$\langle V^2(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^t v^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^t E^2 \sin^2 \frac{\pi}{t} t dt = \frac{E^2}{2T} \int_0^t \left( 1 - \cos \frac{2\pi}{t} t \right) dt$$

$$\langle V^2(t) \rangle = \frac{E^2}{2T} \left[ t \right]_0^t - \frac{t}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{t} t \Big|_0^t = \frac{E^2}{2T} t - \frac{t}{2\pi} [\sin 2\pi - \sin 0]$$

$$\langle V^2(t) \rangle = \frac{E^2}{2} \frac{t}{T}$$

Puissance du signal  $v_1(t)$  (ou carré de la valeur efficace) :

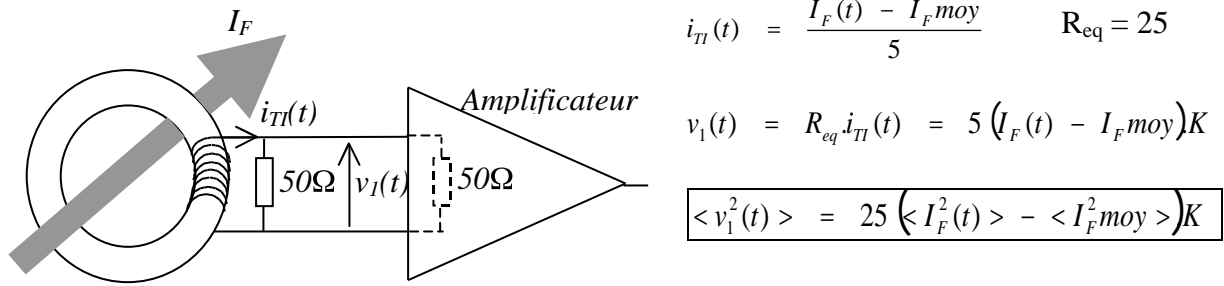
Le TI-HF ne mesure pas la composante continu du faisceau. La valeur moyenne  $V$  doit être soustraite de  $v(t)$ . Ainsi,  $v_1(t) = v(t) - V_{moy}$

$$\langle v_1^2(t) \rangle = \langle (v(t) - V_{moy})^2 \rangle = \langle v^2(t) - 2v(t) V_{moy} + V_{moy}^2 \rangle = \langle v^2(t) \rangle - 2\langle v(t) V_{moy} \rangle + \langle V_{moy}^2 \rangle$$

$$\langle v_1^2(t) \rangle = \langle v^2(t) \rangle - \langle V_{moy}^2 \rangle = \frac{E^2}{2} \frac{t}{T} - \frac{E^2}{\pi^2} \frac{4}{T^2} t^2$$

$$\langle v_1^2(t) \rangle = E^2 \frac{t}{T} \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2 T} t^2$$

En appliquant ces formules à l'intensité faisceau, celles-ci deviennent :



**Figure M :** Tension  $v_I(t)$  aux bornes du TI-HF

$$\text{avec } \langle i_{TI}^2(t) \rangle = I^2 \frac{t}{T} \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \frac{t}{T} \text{ et}$$

$$K = 1$$

$$I = \text{intensité crête} \quad \text{et} \quad I^2 = \frac{\pi}{2} \frac{T}{t} I_F^2 \text{ moy} \quad \text{d'où} \quad \langle i_{TI}^2(t) \rangle = I_F^2 \text{ moy} \frac{\pi^2}{8} \frac{T}{t} - 1$$

$$\langle v_1^2(t) \rangle = 25 K^2 I_F^2 \text{ moy} \frac{\pi^2}{8} \frac{T}{t} - 1 = v_1^2 \text{ eff}$$

### Calcul du bruit équivalent intensité faisceau

La source de bruit prépondérante du montage est la source de bruit de la résistance (50  $\Omega$ ) du TI-HF (Annexe VI).  $b_n$  est la valeur efficace de cette source de bruit ( $b_n = 0,9 \text{ nV}/\text{Hz}$ ). Ainsi,

$$\langle b_n^2 \rangle = 25 K^2 K_F I_F^2 \text{ moy} \frac{\pi^2}{8} \frac{T}{t} - 1 \quad \text{avec } K = 1 \quad \text{et } K_F = 1 \text{ Hz}^{-1}$$

$$\text{d'où} \quad I_F^2 \text{ moy} = \frac{\langle b_n^2 \rangle}{25 K^2 K_F \frac{\pi^2}{8} \frac{T}{t} - 1}$$

En annexe II, l'extension en phase (ou longueur d'un paquet) a été définie comme suit :

$$t = \frac{\varphi}{360^\circ} \cdot T \quad \text{soit} \quad \frac{T}{t} = \frac{360^\circ}{\varphi} \quad \text{le bruit issu du TI-HF équivaut en intensité}$$

$$\text{faisceau moyenne vaut : } I_F^2 \text{ moy équivant} = \frac{\langle b_n^2 \rangle}{25 K^2 K_F \frac{\pi^2}{8} \frac{360}{\varphi} - 1} \quad \text{or} \quad \frac{\pi^2}{8} \frac{360}{\varphi} > 1$$

$$\text{d'où} \quad I_F \text{ moy} = 0,01 \frac{K_V}{K_I \sqrt{K_F}} b_n \sqrt{\varphi} \quad \text{avec} \quad 40^\circ, b_n = 0,9 \text{ nV}/\text{Hz}$$

$K_V = 1V^{-1}$  et  $K_I = 1\sqrt{\Omega}/A$  Soit **I<sub>F</sub> moy équivalent  $\approx 56 \text{ pA}$**  (sans chaîne d'amplification).

Au bruit de la source d'entrée, vient s'ajouter le bruit de la chaîne d'amplification (Facteur de bruit total  $F_T$ ).

$$P_{dBm}(\xi 0)_{en\ entrée} + F_T(dB) + G_T(dB) = P_{dBm}(\xi 0)_{en\ sortie}$$

$$P_{dBm}(\text{signal faisceau})_{en\ entrée} + G_T(dB) = P_{dBm}(\text{signal faisceau})_{en\ sortie}$$

En identifiant la puissance de bruit à la puissance du signal faisceau, en sortie de la chaîne, l'équation suivante apparaît :

$$P_{dBm}(\xi 0)_{en\ entrée} + F_T(dB) = P_{dBm}(\text{signal faisceau})_{en\ entrée}$$

Le bruit de la chaîne ramené en entrée se résume à :

$$20 \log \frac{K_V}{\sqrt{K_F}} b_n + F_T(dB) = 20 \log \frac{K_V}{\sqrt{K_F}} c_n \quad \text{avec } K_V = 1V^{-1} \text{ et } K_F = 1Hz^{-1}$$

or  $F_T(dB) = 10 \log F_T$

$$\text{alors } b_n^2 10^{\frac{F_T(dB)}{10}} = c_n^2$$

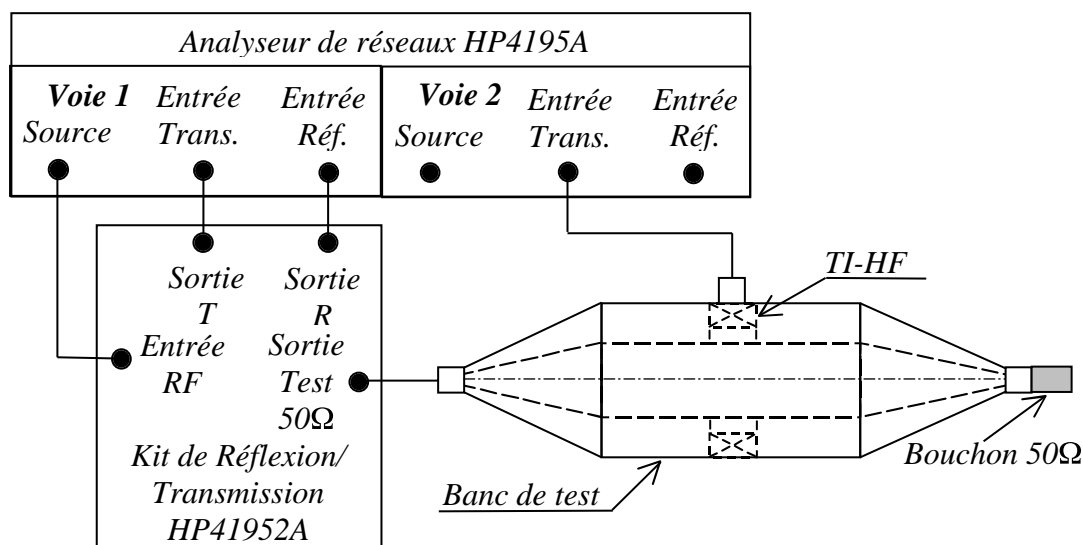
avec  $b_n$  la source de bruit de la résistance  $\xi 0$  et  $c_n$  la source cumulée de bruit de la résistance et de la chaîne d'amplification.

## ANNEXE IX

### Mesure de la fonction de transfert du capteur

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée" et annexe XXIII "calibration de l'analyseur de réseaux" )

Cette méthode nécessite l'utilisation de l'analyseur de réseaux "Hewlett Packard" et notamment ses deux voies 1 et 2 (Montage 1).



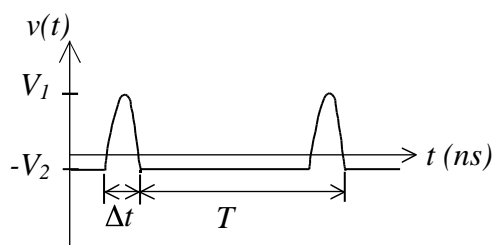
**Montage 1 : Mesure de la fonction de transfert du capteur**

Le niveau de la source envoyé est de  $-13\text{dBm}$  (sauf pour la pré-amplification, le niveau dépend de la fonction de transfert mesurée). Pour la mesure de la fonction de transfert d'un amplificateur, le banc de test est remplacé par l'amplificateur. La mesure se fait de la façon suivante :

L'analyseur balaye le spectre fréquentiel demandé, en l'occurrence 5-500MHz. Les valeurs mesurées sont le gain (en dB) et la phase (en  $^{\circ}$ ). Le pas fréquentiel est déterminé en fonction de la largeur de la bande considérée et du nombre d'échantillons demandés dans cette bande. Pour une bande de 5-500MHz et quatre cents échantillons, le pas fréquentiel est de 1,2375MHz. A chacun de ces pas, l'analyseur donne le module du gain et la phase de la fonction de transfert. Ces échantillons représentent ainsi le diagramme de Bode en gain et en phase. Ils sont saisis et sauvegardés dans un fichier "Excel" pour visualiser le diagramme. Ceci permet de les archiver.

## ANNEXE X

### Série de Fourier du modèle mathématique



L'équation du modèle s'écrit :  $v(t) = E \sin \frac{\pi}{T} t$

avec  $E = V_1 + V_2$

Et la décomposition s'écrit :

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

**Figure N :** *Modèle du signal faisceau*

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad \text{avec}$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = 0$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos n\omega t dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin n\omega t dt$$

$$A_0 = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T}$$

Calcul de  $A_n$  :

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T E \sin \frac{\pi}{T} t \cos n\omega t dt = \frac{2E}{T} \int_0^T \frac{1}{2} \sin \left( \frac{\pi}{T} + n\omega \right) t + \sin \left( \frac{\pi}{T} - n\omega \right) t dt$$

$$A_n = \frac{E}{T} \left[ \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{T} + n\omega \right) t}{\frac{\pi}{T} + n\omega} \right]_0^T + \left[ \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{T} - n\omega \right) t}{\frac{\pi}{T} - n\omega} \right]_0^T = -E \frac{t}{T} \frac{\cos \left( \frac{\pi}{T} + n\omega \right) t - 1}{\frac{\pi}{T} + n\omega} + \frac{\cos \left( \frac{\pi}{T} - n\omega \right) t - 1}{\frac{\pi}{T} - n\omega}$$

$$A_n = -E \frac{t}{T} \frac{(\frac{\pi}{T} - n\omega) \cos \left( \frac{\pi}{T} + n\omega \right) t - \pi + n\omega t + (\frac{\pi}{T} + n\omega) \cos \left( \frac{\pi}{T} - n\omega \right) t - \pi - n\omega t}{\pi^2 - (n\omega t)^2}$$

$$A_n = E \frac{t}{T} \frac{2\pi - (\frac{\pi}{T} - n\omega) (\cos \pi \cos n\omega t - \sin \pi \sin n\omega t) - (\frac{\pi}{T} + n\omega) (\cos \pi \cos (-n\omega t) - \sin \pi \sin (-n\omega t))}{\pi^2 - (n\omega t)^2}$$

$$A_n = E \frac{t}{T} \frac{2\pi + (\frac{\pi}{T} - n\omega) \cos n\omega t + (\frac{\pi}{T} + n\omega) \cos n\omega t}{\pi^2 - (n\omega t)^2} = 2E \frac{t}{T} \frac{\pi (1 + \cos n\omega t)}{\pi^2 - (n\omega t)^2}$$

$$A_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{1 + \cos 2n\pi \frac{t}{T}}{1 - \left( n\frac{t}{T} \right)^2}$$

Calcul de  $B_n$ :

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T E \sin \frac{\pi}{t} t \sin n \omega t dt = \frac{2E}{T} \int_0^T \cos \frac{\pi}{t} - n \omega t - \cos \frac{\pi}{t} + n \omega t dt$$

$$B_n = \frac{E}{T} \left[ \frac{\sin \frac{\pi}{t} - n \omega t}{\frac{\pi}{t} - n \omega} \right]_0^T - \left[ \frac{\sin \frac{\pi}{t} + n \omega t}{\frac{\pi}{t} + n \omega} \right]_0^T = E \frac{T}{T} \frac{\sin (\frac{\pi}{t} - n \omega T) - 0}{\frac{\pi}{t} - n \omega T} - \frac{\sin (\frac{\pi}{t} + n \omega T) - 0}{\frac{\pi}{t} + n \omega T}$$

$$B_n = E \frac{T}{T} \frac{(\frac{\pi}{t} + n \omega T) \sin (\frac{\pi}{t} - n \omega T) - (\frac{\pi}{t} - n \omega T) \sin (\frac{\pi}{t} + n \omega T)}{\pi^2 - (n \omega T)^2}$$

$$B_n = E \frac{T}{T} \frac{\pi (\sin (\frac{\pi}{t} - n \omega T) - \sin (\frac{\pi}{t} + n \omega T)) + n \omega T (\sin (\frac{\pi}{t} - n \omega T) + \sin (\frac{\pi}{t} + n \omega T))}{\pi^2 - (n \omega T)^2}$$

$$B_n = 2E \frac{T}{T} \frac{\pi \sin (-n \omega T) \cos \pi + n \omega T \sin \pi \cos (-n \omega T)}{\pi^2 - (n \omega T)^2} = 2E \frac{T}{T} \frac{\pi \sin n \omega T}{\pi^2 - (n \omega T)^2}$$

$$B_n = \frac{2E}{\pi} \frac{T}{T} \frac{\sin 2 n \pi \frac{T}{T}}{1 - \left( n \frac{T}{T} \right)^2}$$

## ANNEXE XI

### Série de Fourier du modèle mathématique affecté des imperfections du capteurs

Les imperfections du capteur sont modélisées par deux coefficients.  $K_n$  modélise la perturbation en amplitude et  $\theta_n$  la perturbation en phase. Les coefficients  $A_n$  et  $B_n$  de la décomposition de Fourier deviennent alors :

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad \text{avec}$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = 0 \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos n\omega t dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin n\omega t dt$$

Calcul de  $A_n$ :

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T E K_n \sin \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) \cos n\omega t dt = \frac{2E}{T} K_n \int_0^t \sin \left( \frac{\pi}{t} t + n\omega t + \theta_n \right) + \sin \left( \frac{\pi}{t} t - n\omega t + \theta_n \right) dt$$

$$A_n = \frac{E}{T} K_n \left[ \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{t} t + n\omega t + \theta_n \right)}{\frac{\pi}{t} + n\omega} + \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{t} t - n\omega t + \theta_n \right)}{\frac{\pi}{t} - n\omega} \right]_0^t$$

$$A_n = -E \frac{t}{T} K_n \frac{\cos \left( \frac{\pi}{t} t + n\omega t + \theta_n \right) - \cos \theta_n}{\frac{\pi}{t} + n\omega} + \frac{\cos \left( \frac{\pi}{t} t - n\omega t + \theta_n \right) - \cos \theta_n}{\frac{\pi}{t} - n\omega}$$

Or,  $\cos \left( \frac{\pi}{t} t + n\omega t + \theta_n \right) = \cos \pi \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) - \sin \pi \sin \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) = -\cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right)$

De même,  $\cos \left( \frac{\pi}{t} t - n\omega t + \theta_n \right) = \cos \pi \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) - \sin \pi \sin \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) = -\cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right)$

$$A_n = -E \frac{t}{T} K_n \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) - \cos \theta_n}{\frac{\pi}{t} + n\omega} + \frac{-\cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) - \cos \theta_n}{\frac{\pi}{t} - n\omega}$$

$$A_n = E \frac{t}{T} K_n \frac{\left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) \left( \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) + \cos \theta_n \right) + \left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) \left( \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) + \cos \theta_n \right)}{\pi^2 - \left( \frac{\pi}{t} \right)^2}$$

$$A_n = E \frac{t}{T} K_n \frac{2\pi \cos \theta_n + \pi \left( \cos \left( \frac{\pi}{t} t - \theta_n \right) + \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) \right) + n\omega t \left( \cos \left( \frac{\pi}{t} t - \theta_n \right) - \cos \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) \right)}{\pi^2 - \left( \frac{\pi}{t} \right)^2}$$

$$A_n = E \frac{t}{T} K_n \frac{2\pi \cos \theta_n + 2\pi \cos n\omega t \cos \theta_n - 2n\omega t \sin n\omega t \sin \left( -\theta_n \right)}{\pi^2 - \left( \frac{\pi}{t} \right)^2}$$

$$A_n = \frac{2E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{\cos \theta_n \left( 1 + \cos 2n\pi \frac{t}{T} \right) + 2n \frac{t}{T} \sin 2n\pi \frac{t}{T} \sin \theta_n}{1 - \left( 2n \frac{t}{T} \right)^2} K_n$$

Calcul de  $B_n$ :

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T E K_n \sin \left( \frac{\pi}{t} t + \theta_n \right) \sin n\omega t dt = \frac{2 E K_n}{T} \int_0^T \cos \left( \frac{\pi}{t} t - n\omega t + \theta_n \right) - \cos \left( \frac{\pi}{t} t + n\omega t + \theta_n \right) dt$$

$$B_n = \frac{E K_n}{T} \left[ \frac{\sin \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) t + \theta_n}{\frac{\pi}{t} - n\omega} - \frac{\sin \left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) t + \theta_n}{\frac{\pi}{t} + n\omega} \right]_0^t$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \left[ \frac{\sin \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) t + \theta_n - \sin \theta_n}{\frac{\pi}{t} - n\omega} - \frac{\sin \left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) t + \theta_n - \sin \theta_n}{\frac{\pi}{t} + n\omega} \right] K_n$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \frac{\left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) \left( \sin \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) t + \theta_n - \sin \theta_n \right) - \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) \left( \sin \left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) t + \theta_n - \sin \theta_n \right)}{\pi^2 - (n\omega t)^2} K_n$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \frac{\left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) \left( \sin \left( n\omega t - \theta_n \right) - \sin \theta_n \right) - \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) \left( -\sin \left( n\omega t + \theta_n \right) - \sin \theta_n \right)}{\pi^2 - (n\omega t)^2} K_n$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \frac{\left( \frac{\pi}{t} + n\omega \right) \left( \sin \left( n\omega t - \theta_n \right) - \sin \theta_n \right) + \left( \frac{\pi}{t} - n\omega \right) \left( \sin \left( n\omega t + \theta_n \right) + \sin \theta_n \right)}{\pi^2 - (n\omega t)^2} K_n$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \frac{-2n\omega t \sin \theta_n + \pi \left( \sin \left( n\omega t - \theta_n \right) + \sin \left( n\omega t + \theta_n \right) \right) + n\omega t \left( \sin \left( n\omega t - \theta_n \right) - \sin \left( n\omega t + \theta_n \right) \right)}{\pi^2 - (n\omega t)^2} K_n$$

$$B_n = E \frac{t}{T} \frac{-2n\omega t \sin \theta_n + 2\pi \sin n\omega t \cos \theta_n + 2n\omega t \sin \left( -\theta_n \right) \cos n\omega t}{\pi^2 - (n\omega t)^2} K_n$$

$$B_n = \frac{2 E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{-2n \frac{t}{T} \sin \theta_n + \sin n\omega t \cos \theta_n - 2n \frac{t}{T} \sin \theta_n \cos n\omega t}{1 - \left( 2n \frac{t}{T} \right)^2} K_n$$

$$B_n = \frac{2 E}{\pi} \frac{t}{T} \frac{\sin 2n\pi \frac{t}{T} \cos \theta_n - 2n \frac{t}{T} \left( 1 + \cos 2n\pi \frac{t}{T} \right) \sin \theta_n}{1 - \left( 2n \frac{t}{T} \right)^2} K_n$$

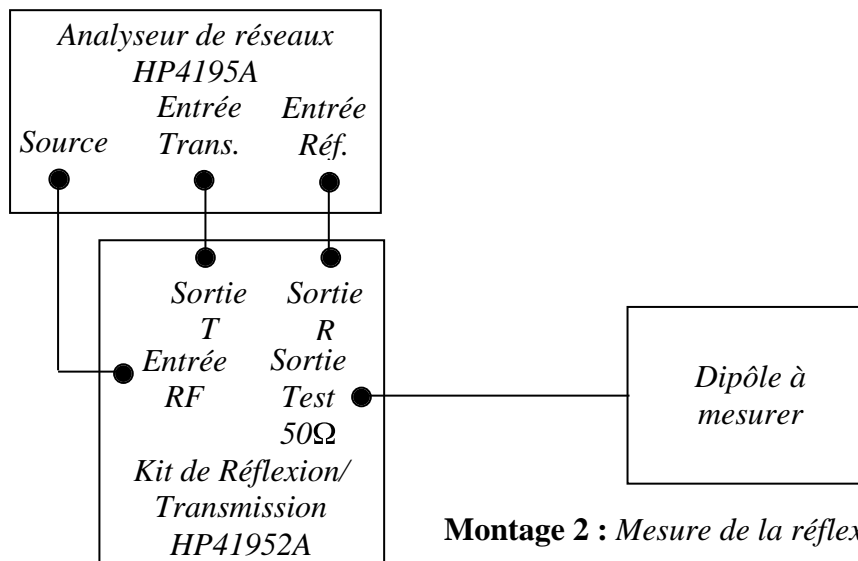


## ANNEXE XII

### Mesure de la réflexion d'un dipôle

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée" et annexe XXIII "calibration de l'analyseur de réseaux" )

La réflexion d'un dipôle est mesurée avec l'analyseur de réseaux "Hewlett Packard". Il utilise le kit de réflexion/transmission (Montage 2).



Le niveau de la source est de -13dBm. Ce signal est ensuite balayé en fréquence en fonction de la plage demandée. Chaque mesure est réalisée sur deux intervalles différents de fréquence. Le premier intervalle est 1-50MHz (sur 200 échantillons). Le deuxième est 5-500MHz (sur 400 échantillons). L'un permet d'avoir une mesure plus précise sur les premières harmoniques du faisceau, l'autre donne une représentation plus globale sur toute la bande. Pour chaque pas fréquentiel, l'analyseur mesure le module et la phase du coefficient de réflexion du dipôle. L'impédance  $Z$  est déduit du coefficient de réflexion par l'équation :

$$Z = Z_c \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Ces points de mesure sont imprimés sur papier via le port GPIB de l'analyseur. Ils sont ensuite saisis dans un fichier "Excel" pour être visualisés et sauvegardés pour archivage.

## ANNEXE XIII

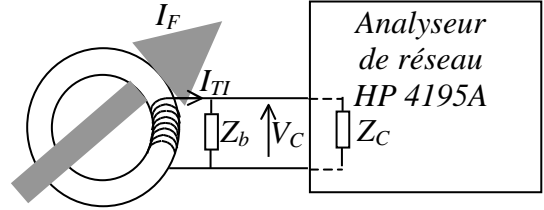
### Estimation de l'erreur de mesure du capteur. (Voir annexe XII)

Pour déterminer l'erreur de mesure du capteur, il faut connaître son impédance bobine  $Z_{Bobine}$ . Cette impédance est déduite de la mesure du coefficient de réflexion  $\rho_{Capt.}$  à partir de l'équation suivante : (Figure O)

$$\rho_{Capt} = \frac{Z_{Bobine} - Z_C}{Z_{Bobine} + Z_C} \quad Z_{Bobine} = Z_C \cdot \frac{1 + \rho_{Capt}}{1 - \rho_{Capt}}$$

$$V_C(f) = \frac{Z_{Bobine} \cdot Z_C}{Z_{Bobine} + Z_C} \cdot \frac{I_F(f)}{n}$$

$$\frac{V_C(f)}{I_F(f)} = H_{Capt.}(f) = \frac{Z_{Bobine} \cdot Z_C}{Z_{Bobine} + Z_C} \cdot \frac{1}{n}$$



**Figure O : Tension en sortie du capteur**

$H(f)$  est la transmittance du capteur.  $Z_C$  est l'impédance d'entrée de l'analyseur considérée idéale ( $Z_C = 50 \Omega$ ). L'analyseur a été autocalibré avant chaque mesure. Pendant cette autocalibration, l'analyseur mesure son impédance d'entrée  $Z_C$  et applique une correction sur la mesure.  $n$  est le nombre de spires de la bobine ( $n = 5$  spires).

### Estimation de l'incertitude de mesure sur la transmittance du capteur

L'incertitude sur la transmittance est :  $\frac{|H|}{|H|} = \frac{\frac{d|H|}{d|\rho_{Capt.}|}}{|H|} = \frac{|H|}{|H|}$

$$H_{Capt.}(f) = \frac{Z_{Bobine} \cdot Z_C}{Z_{Bobine} + Z_C} \cdot \frac{1}{n} = \frac{1}{n} \cdot \frac{Z_C \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}}{1 - \rho_{Capt.}} \cdot Z_C}{Z_C \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}}{1 - \rho_{Capt.}} + Z_C} = \frac{Z_C}{n} \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}}{1 + \rho_{Capt.} + 1 - \rho_{Capt.}} = \frac{Z_C}{n} \cdot \frac{1 + \rho_{Capt.}}{2}$$

$$H_{Capt.}(f) = \frac{Z_C}{n} \cdot \frac{1 + |\rho_{Capt.}|(\cos \varphi + j \sin \varphi)}{2} = \frac{Z_C}{2n} \left[ 1 + |\rho_{Capt.}| \cos \varphi + j |\rho_{Capt.}| \sin \varphi \right]$$

$$|H_{Capt.}(f)| = \frac{Z_C}{2n} \sqrt{(1 + |\rho_{Capt.}| \cos \varphi)^2 + (|\rho_{Capt.}| \sin \varphi)^2} = \frac{Z_C}{2n} \sqrt{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2 \cos^2 \varphi + |\rho_{Capt.}|^2 \sin^2 \varphi}$$

$$|H_{Capt.}(f)| = \frac{Z_C}{2n} \sqrt{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2}$$

$$|H_{Capt.}(f)| = \frac{Z_C}{2n} \left( 1 + 2|\rho_{Capt.}| \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2 \right)^{1/2}$$

$$|H_{Capt.}(f)| = \frac{Z_C}{2n} \frac{\cos \varphi + |\rho_{Capt.}|}{\sqrt{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2}}$$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{\cos \varphi + |\rho_{Capt.}|}{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2} \times |\rho_{Capt.}| = \frac{|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2}{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2 - (|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + 1)}{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

$$\boxed{\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = 1 - \frac{|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + 1}{1 + 2|\rho_{Capt.}| \cdot \cos \varphi + |\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}}$$

$$0 \leq |\rho_{Capt.}| \leq 1 \quad -1 \leq \cos \varphi \leq 1 \quad \text{d'où} \quad -1 \leq |\rho_{Capt.}| \cos \varphi \leq 1$$

1<sup>er</sup> cas :  $\boxed{|\rho_{Capt.}| \cos \varphi = -1}$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = 1 - \frac{-1+1}{1+2|\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

2<sup>ème</sup> cas :  $\boxed{|\rho_{Capt.}| \cos \varphi = 0}$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = 1 - \frac{1}{1+|\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

Si  $|\rho_{Capt.}| = 0$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = 0$$

Si  $|\rho_{Capt.}| = 1$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{1}{2} \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

3<sup>ème</sup> cas :  $\boxed{|\rho_{Capt.}| \cos \varphi = 1}$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = 1 - \frac{1+1}{1+2|\rho_{Capt.}|^2} \times \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

Si  $|\rho_{Capt.}| = 0$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{1}{3} \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

Si  $|\rho_{Capt.}| = 1$

$$\frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} = \frac{1}{2} \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$$

Résultats : L'incertitude de H(f) est :  $0 \leq \frac{|H_{Capt.}(f)|}{|H_{Capt.}(f)|} \leq \frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|}$  avec  $\frac{|\rho_{Capt.}|}{|\rho_{Capt.}|} = 10^{-4}$

$10^{-4}$  est l'incertitude de mesure de l'analyseur de réseau sur le coefficient de réflexion  $\rho_{Capt.}$ .

## ANNEXE XIV

### Mesure de bruit capté par le câble LMR400

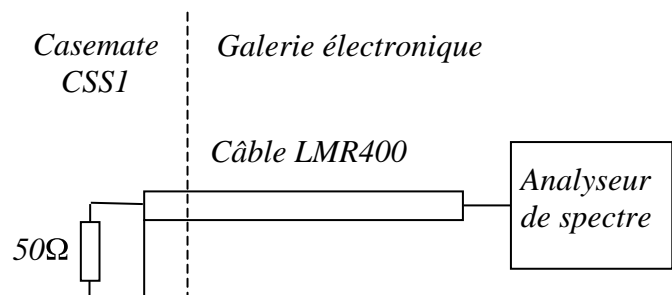
(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Le bruit capté par ce câble a été mesuré avec l'analyseur de spectre "Anritsu".

Ce bruit est d'origine électromagnétique. Il est issu principalement des cavités accélératrices du cyclotron CSS1. Pour le mesurer, il faut se placer dans les conditions de fonctionnement. La mesure a été réalisée avec le niveau de tension des cavités le plus fort, condition où le rayonnement est maximum. Pour des raisons techniques, il n'est pas possible d'obtenir un fort niveau de tension avec une basse fréquence de fonctionnement de ces cavités. Afin de ne pas perturber les expériences de physique, il fallait programmer cette mesure lors d'un faisceau à une fréquence de fonctionnement proche de  $F_{Machine\ max}$  (14MHz). Cette mesure a été

effectuée sur plusieurs faisceaux.

Chargé par un bouchon 50  $\Omega$ , le câble a ensuite été relié à l'analyseur de spectre "Anritsu" (Montage 3). Cet analyseur a permis d'effectuer des relevés précis à  $\pm 0,1\text{dBm}$  près. Le



**Montage 3 : Mesure de bruit du LMR400**

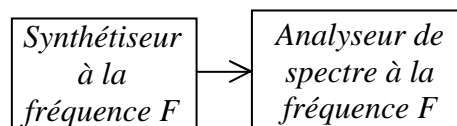
rayonnement des cavités de CSS1 représentait une puissance de signal de  $-90,5\text{ dBm}$ , lors du faisceau de Soufre 36 accéléré à 12,31MHz (fondamental). Avec un bruit de fond approximatif de  $-105\text{ dBm}$ , la puissance de l'harmonique 2 n'a pu être distinguée.

## ANNEXE XV

### Mesure du point de compression d'un amplificateur

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Pour cette mesure, le synthétiseur de fréquence "Marconi Adret" et l'analyseur de spectre "Anritsu" ont été utilisés. Même si le synthétiseur affiche la valeur de la puissance du signal envoyé, celle-ci a été mesurée par l'analyseur à chaque point relevé (Montage 4).

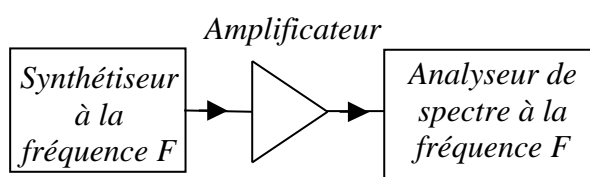


**Montage 4 :** *Mesure de la puissance du signal du synthétiseur*

Les mesures ont été effectuées par pas de 5dBm. La puissance du signal envoyé a été contrôlée en mesurant le signal avec l'analyseur et ajustée avec le réglage de niveau du synthétiseur. La puissance du signal issu du synthétiseur est réglable à 0,1dBm près. Cette méthode a permis de suivre facilement l'évolution du gain pas à pas, afin de déceler les éventuelles erreurs de relevé pendant les mesures. Elle a été appliquée pour les trois amplificateurs (BX6719, BX6143 et BX6457). La puissance du signal envoyé a été reprise en fonction des variations de température de la pièce. Ces variations avaient peu de conséquences puisque l'ajustement le plus élevé exercé était de 0,2dBm.

Le point de mesure de départ est fixé à

-129dBm (puissance minimum du synthétiseur). Le dernier point est -5dBm



(Montage 5).

**Montage 5 :** *Mesure de la puissance du signal en sortie de l'amplificateur*

Arrivé à ce point, la puissance est relevée par pas de 1dBm jusqu'au maximum de +10dBm, selon les amplificateurs. Après saisie des points dans un fichier "Excel", la courbe a pu être visualisée et la droite de pente +1 représentée.

Le point de compression à 1dB est la puissance de sortie de l'amplificateur pour laquelle la courbe réelle s'écarte de la droite de pente +1 de 1dB.

## ANNEXE XVI

### **Mesure des points d'intermodulation d'un amplificateur**

(Voir annexe XV "Mesure du point de compression d'un amplificateur" et annexe XXII "instrumentation utilisée")

Cette mesure utilise le synthétiseur "Marconi Adret" et l'analyseur de spectre "Anritsu".

Elle reprend tous les points de la méthode de mesure du point de compression, avec les mêmes appareils de mesure et les mêmes montages. A cela, viennent s'ajouter les relevés des puissances en sortie de l'amplificateur, aux harmoniques 2 et 3.

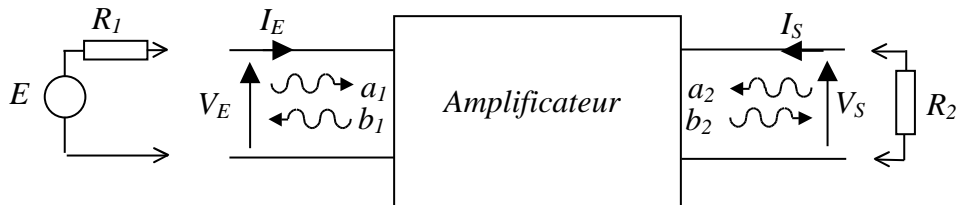
Après avoir tracé la courbe réelle du fondamental et la droite (D1) de pente +1 (Figure 52, page 65), les droites (D2) et (D3) de pente +2 et +3 sont également représentées. Tous les points mesurés à la fréquence  $2F$  sont portés sur le graphe. Et la droite (D2) de pente +2 est tracée de telle façon à ce qu'elle passe par le maximum de points mesurés à  $2F$ . De même, tous les points relevés à la fréquence  $3F$  sont représentés sur le graphe. Et la droite (D3) de pente +3 est tracée de telle façon à ce qu'elle passe par le maximum de points mesurés à  $3F$ .

Le point d'intersection entre la droite (D1) et la droite (D2) est le point d'intermodulation d'ordre 2 (IP2). Et le point d'intersection entre la droite (D1) et la droite (D3) est le point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3). Ces points IP2 et IP3 sont donc déterminés graphiquement. Cette méthode n'étant pas d'une précision extrême, elle permet simplement de valider les valeurs mesurées comparées aux données constructeur.

## ANNEXE XVII

### Définition des paramètres S.

Les "ondes"<sup>10</sup> incidentes et réfléchies, en entrée et en sortie d'un amplificateur, sont caractérisées par les paramètres S (Figure P). [7]



**Figure P :** Ondes incidentes et réfléchies d'un amplificateur

$a_1$  est l'onde incidente en entrée.  $b_1$  est l'onde réfléchie en entrée.  $b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$

$a_2$  est l'onde incidente en sortie.  $b_2$  est l'onde réfléchie en sortie.  $b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$

- Le paramètre  $S_{11}$  est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente en entrée :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{avec } a_2 = 0 \quad \text{C'est la réflexion du signal en entrée.}$$

La condition sur  $a_2$  équivaut à :  $V_S = -R_S I_S$  ( $R_S$  est la résistance de charge de l'amplificateur)

- Le paramètre  $S_{22}$  est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente en sortie :

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{avec } a_1 = 0 \quad \text{C'est la réflexion du signal en sortie.}$$

$A_1 = 0$  revient à fermer l'entrée de l'amplificateur par une résistance  $R_E$ .

- Le paramètre  $S_{12}$  est le coefficient de transmission inverse. Il s'écrit :  $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$

- Le paramètre  $S_{21}$  est le gain composite en puissance appelé aussi coefficient de transmission

du système. Il s'écrit :  $S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \frac{2V_S}{E}$

Ces paramètres sont des données constructeur.

---

<sup>10</sup> Onde est écrit entre guillemets car ces ondes incidentes et réfléchies n'ont pas le caractère électromagnétique des ondes classiques. Ce sont des ondes de puissance.

## ANNEXE XVIII

### Mesure de l'isolation du mélangeur ZAD-1

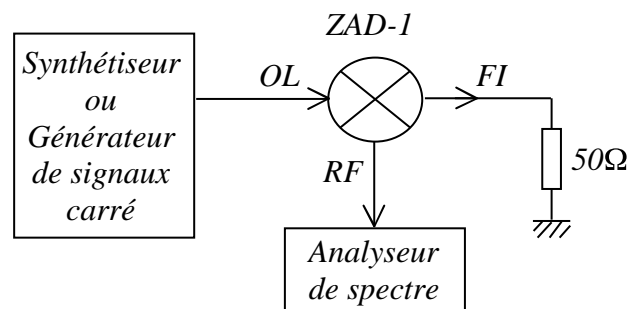
(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Tous ces relevés ont été effectués à l'aide du synthétiseur de fréquence "Marconi Adret", du générateur de signaux arbitraire "Agilent" et de l'analyseur de spectre "Anritsu".

Les mesures ont été réalisées en deux séries, l'une avec le synthétiseur, l'autre avec le générateur de signaux carré. La première série a permis de comparer les relevés aux données constructeurs. La seconde série a permis de se placer dans les conditions de fonctionnement.

#### Isolation OL-RF du mélangeur :

Ces mesures ont été réalisées selon la méthode de mesure préconisée par MINI-CIRCUITS, le fabricant du mélangeur. Les premiers relevés ont été réalisés avec le synthétiseur (Montage 6).

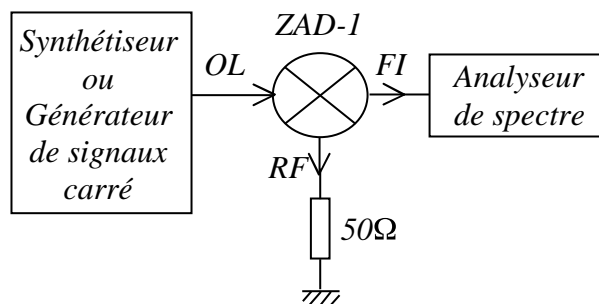


**Montage 6 : Isolation OL-RF du mélangeur**

Dans la première série, les mesures ont été effectuées aux mêmes fréquences que celles du tableau constructeur. La fréquence mesurée la plus haute est de 161,63MHz.

#### Isolation OL-FI du mélangeur :

Cette isolation a été mesurée en reprenant les mêmes points que précédemment. Seul le montage change (Montage 7).



**Montage 7 : Isolation OL-FI du mélangeur**



Dans la deuxième série de mesures, le synthétiseur est remplacé par le générateur de signaux carré. Il a été réglé à la fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$  (soit pour cette mesure, une fréquence de 9,99MHz). Son amplitude était de  $\pm 1\text{V}$ .

### Mesure de l'isolation du multiplieur AD835

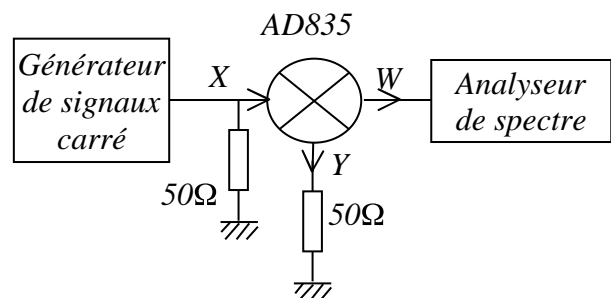
(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

La première étape est de connaître l'entrée X ou Y la mieux isolée de la sortie W. Pour cela, le générateur est envoyé sur l'entrée X et le signal de la sortie W est mesuré avec l'analyseur de spectre. La même mesure est réalisée en envoyant le signal carré sur l'entrée Y. L'entrée la mieux isolée est déterminée par comparaison des deux résultats.

La meilleure isolation est obtenue en envoyant le signal carré sur l'entrée X. Elle vaut 62,7dB. En utilisant l'autre entrée, elle vaut 58,1dB.

#### Isolation entrée X – sortie W du multiplieur :

Petite différence entre le mélangeur et le multiplieur, l'un est adapté 50  $\Omega$ , l'autre ne l'est pas (Montage 8).

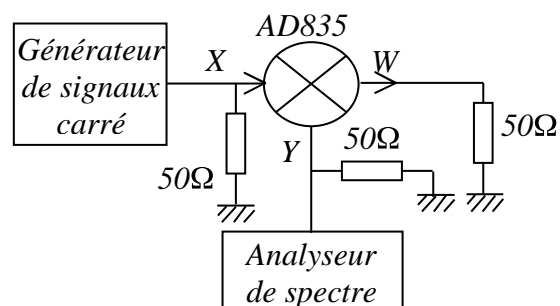


**Montage 8 :** Isolation entrée X – sortie W du multiplieur

Afin de comparer les mesures faites, avec celles effectuées sur le mélangeur, le générateur envoie un signal carré à la fréquence  $F_{\text{Machine}} - 10\text{KHz}$  (9,99MHz). L'amplitude du signal est la même que précédemment ( $\pm 1\text{V}$ ).

#### Isolation entrée X – entrée Y du multiplieur :

Ces mesures reprennent les mêmes points que la mesure d'isolation du mélangeur. Seul le montage change (Montage 9).



**Montage 9 :** Isolation entrée X – entrée Y du multiplieur

## ANNEXE XIX

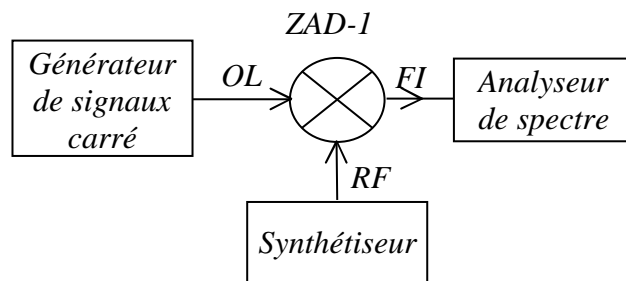
### Mesure de la perte de conversion du mélangeur ZAD-1

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Ici, sont utilisés le générateur de fonction arbitraire "Agilent", le synthétiseur de fréquence "Marconi Adret" et l'analyseur de spectre "Anritsu".

Configuré dans les mêmes conditions qu'il est utilisé, le mélangeur reçoit simultanément les signaux OL et RF. Cette méthode est également celle préconisée par MINI-CIRCUITS. Le signal OL est un carré de fréquence  $F_{Machine} - 10\text{KHz}$  et d'amplitude  $\pm 0,7\text{V}$

(  $+10\text{dBm}$ ). Le signal RF est une sinusoïde de fréquence  $F_{Machine}$  et d'amplitude  $\pm 89\text{mV}$  (  $-11\text{dBm}$ ). Ce sont des niveaux imposés par la méthode (Montage 10).



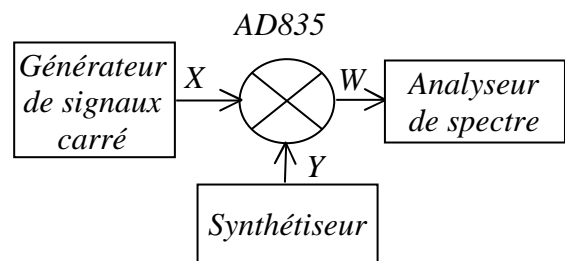
**Montage 10 : Perte de conversion du mélangeur**

La perte de conversion est la différence entre la puissance du signal en entrée RF et la puissance du signal en sortie FI.

A chaque point de mesure, la puissance du signal du générateur a été contrôlée avec l'analyseur de spectre. La perte de conversion mesurée a été comparée à celle donnée par le constructeur.

### Mesure de la perte de conversion du multiplieur AD835

Cette mesure reprend exactement les mêmes points que précédemment ainsi que les mêmes signaux OL et RF (et les mêmes appareils de mesure). Le montage est celui ci-contre (Montage 11):



**Montage 11 : Perte de conversion du multiplieur**

## ANNEXE XX

### Mesure de bruit du mélangeur ZAD-1

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Le bruit a été mesuré avec l'analyseur de spectre "Anritsu" et le générateur de fonction arbitraire "Agilent".

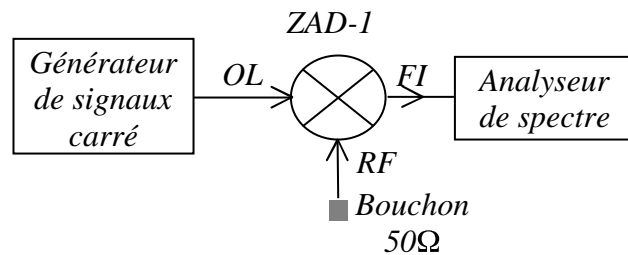
Le générateur a été connecté sur l'entrée

OL : Signal carré de fréquence  $F_{\text{Machine}}$  -

10KHz et d'amplitude  $\pm 0,7V$ . Avec un

bouchon 50  $\Omega$  sur l'entrée RF, le bruit a

été mesuré en sortie FI (Montage 12).



**Montage 12 : Bruit du mélangeur**

### Mesure de bruit du multiplieur AD835

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Exactement dans les mêmes

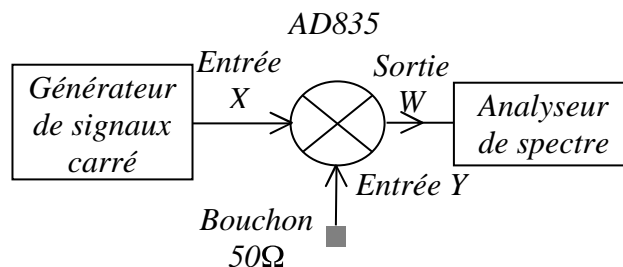
conditions, le bruit en sortie W du

multiplieur a été mesuré avec le

générateur sur l'entrée X avec un

bouchon 50  $\Omega$  sur l'entrée Y

(Montage 13).



**Montage 13 : Bruit du multiplieur**

## ANNEXE XXI

Tous ces relevés ont été effectués avec le générateur de fonction arbitraire "Agilent", le synthétiseur de fréquence "Marconi Adret" et l'analyseur de spectre "Anritsu".

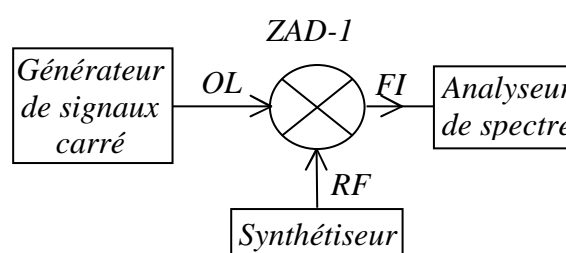
Cette mesure consiste à déterminer si la dynamique recherchée est compatible avec la dynamique du composant. Selon la commutation des amplificateurs HF, la dynamique voulue n'est pas la même. La plus grande dynamique est celle correspondante à une intensité faisceau moyenne comprise entre 1nA et 15μA. Cet intervalle exprimé en puissance est compris entre -79dBm et +5dBm avec une extension en phase de 40°.

La dynamique du mélangeur et du multiplieur correspond-t-elle à cet intervalle ?

### **Mesure de la dynamique du mélangeur ZAD-1**

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Le générateur de signal carré de fréquence  $F_{Machine} = 10\text{KHz}$  (9,99MHz) et d'amplitude  $\pm 1\text{V}$  est injecté sur l'entrée OL du mélangeur. L'entrée RF reçoit le signal sinusoïdal issu du synthétiseur. L'analyseur



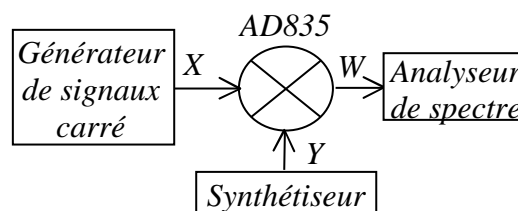
**Montage 14 : Dynamique du mélangeur**

de spectre mesure le signal à 10KHz en sortie (Montage 14). En chaque point le niveau du signal issu du synthétiseur est contrôlé avec l'analyseur de spectre, puis ajusté si nécessaire.

### **Mesure de la dynamique du multiplieur AD835**

(Voir annexe XXII "instrumentation utilisée")

Cette mesure reprend rigoureusement les mêmes points et la même méthode de mesure que celle utilisée pour la dynamique du mélangeur. Seul le montage change (Montage 15).



**Montage 15 : Dynamique du multiplieur**

## ANNEXE XXII

### Instrumentation utilisée

Tous les instruments de mesure ont été utilisés de façon à être adaptés 50 .

- Analyseur de réseaux (et de spectre) **Hewlett Packard 4195A** (n° de série 2904J03290)  
10Hz-500MHz
  - Kit d'impédance Hewlett Packard 41951A (n° de série 2746J02557) avec son module 41951-61001. Le cordon souple 5D-2W (N femelle/N femelle) sert à relier la sortie T du kit, à l'entrée T de l'analyseur. L'adaptateur APC-7 femelle/N femelle (n° de série 09303) permet de passer la sortie 50 du kit en connecteur de type N.
  - Kit de réflexion/transmission Hewlett Packard 41952A (n° de série 2850J01872) 100KHz-500MHz. Le câble rigide 141A-TP (N femelle/N femelle) relie la sortie "signal" de l'analyseur, à l'entrée "RF" du kit.
  - Kit Hewlett Packard 85032B d'étalonnage de l'analyseur équipé d'une série d'adaptateurs et de bouchons différents en fonction du kit utilisé. Bouchons utilisés:
    - Bouchon court-circuit 85082-60008 n° de série 01898.
    - Bouchon circuit ouvert 85082-60007 n° de série 05697.
    - Bouchon 50 HP 909F rep. P/N 00909-60009 n° de série 05979.
- Analyseur de spectre **Anritsu MS2702A** (n° de série MT26166) 100Hz-24,5GHz
  - Bande de résolution min = 10Hz                      Atténuateurs de 0 à 55dB par pas de 5dB
  - Niveau minimum décelable : -115dBm              Niveau maximum supportable : +30dBm

L'analyseur est connecté via une liaison GPIB vers un PC pour sauvegarder sur disquette et archiver les mesures. Cette sauvegarde est réalisée à l'aide d'un PC portable ASinfo (n° de série ASP981174) modèle KP-5XXX équipé d'un processeur Pentium MMX 200MHz.

L'acquisition est réalisée via l'application "interface Anritsu" développée au Ganil.

- Générateur de fonction arbitraire **Agilent 33250A** (n° de série MY40003125) 80MHz en fonction signal carré amplitude ajustable au millivolt près.
- Générateur d'impulsions **Philips PM 5786B** (n° de série SM541 631) 1Hz à 125MHz temps de montée 2ns à 0,1s.
- Multimètre de précision **Keithley 2000** (n° de série 0603560) utilisé pour la mesure de tension continue. Sensibilité en tension continue : 0,1µV
- Oscilloscope **Tektronix TDS520B** (Numérique) (n° de série B020344) 500MHz 1Géch./s, base de temps minimum 500ps/division avec sauvegarde sur disquette pour traitement du signal sur "Labview" en temps différé.
- Source étalon de tension continue **Adret 104A** (n° de série 17/02)

de  $100V \pm 10^{-6}$  à  $1V \pm 10^{-6}$

- Synthétiseur de fréquence **Marconi Adret 730A** (n° de série 767) 20Hz-180MHz

Niveau minimum : -129dBm  $\pm 0,01$

Niveau maximum : +22dBm  $\pm 0,01$

- Vecteur voltmètre **Hewlett Packard 8405A** (n° de série 005758) 1MHz-1GHz

De 0,07mV eff  $\pm 0,01$  à 0,7V eff  $\pm 0,01$

De  $\pm 180^\circ \pm 0,2$

En raison de ses meilleures performances, l'analyseur de spectre **Anritsu** a été préféré à l'analyseur **Hewlett Packard** pour les mesures de spectres. L'analyseur **Hewlett Packard** est utilisé uniquement en analyseur de réseaux.

## ANNEXE XXIII

### **Calibration de l'analyseur de réseaux**

Cette instrument très complexe par sa grande variété de mesures possible, nécessite une calibration régulière. Sa périodicité est d'une vérification annuelle minimum. Mais cette vérification dépend des conditions d'environnement et de fonctionnement sous lesquelles l'analyseur est utilisé. L'utilisateur doit vérifier l'appareil en suivant les procédures de tests décrites dans le manuel de maintenance, fourni par Hewlett Packard.

Cependant, afin d'éviter un vieillissement prématuré de l'appareil et assurer un fonctionnement optimum, l'analyseur doit être calibré au moins deux fois par an.

Installé sur un chariot à roulettes pour faciliter son transport, l'appareil est calibré avant chaque utilisation et après trente minutes de chauffe. Ainsi la calibration prend en compte les conditions d'utilisation.

## REFERENCES

- [1] GANIL (Grand Accélérateur d'Ions Lourds) *Mémento*, Edition octobre 99
- [2] CIRIL (Centre Interdisciplinaire de Recherche sur les Ions Lourds) *Plaquette de présentation*, Edition 1998
- [3] G.ETAIX *Etude et développement d'un dispositif non-interceptif de mesure d'intensité du faisceau du GANIL de haute résolution ( $<1nA$ ) et de haute précision ( $<1\%$ )*, Thèse soutenue le 12mai 1999 GANIL T 99 02
- [4] H.KOSIOL *Diagnostics for low intensity beams*, 2<sup>nd</sup> European Workshop on Beam Diagnostics and Instrumentation for Particle Accelerator, mai 1995 DESY M-95 07 P.569
- [5] J.BOSSER *Instrumentation des faisceaux*, Ecole IN2P3 CNRS Janvier 1993
- [6] J.BERGOZ *Propos échangés par courrier électronique*, [www.bergoz.com](http://www.bergoz.com)
- [7] A.PACAUD *Electronique – Radiofréquence*, Ecole Supérieure d'Electricité 1997
- [8] J.BERGOZ *Fast Current Transformer User's Manual*, 1989
- [9] MINI-CIRCUITS *Understanding Mixers*, Application notes / Frequency Mixer [www.mini-circuits.com](http://www.mini-circuits.com)
- [10] MINI-CIRCUITS *Modern Mixer Terms Defined*, Application notes / Frequency Mixer / Definition of mixer terms [www.mini-circuits.com](http://www.mini-circuits.com)
- [11] MINI-CIRCUITS *Data sheet ZAD-1*, [www.mini-circuits.com](http://www.mini-circuits.com)
- [12] ANALOG DEVICES *Data sheet AD835*, [www.analog.com](http://www.analog.com)
- [13] CONNOR-WINFIELD CORPORATION *Data sheet DSP3 10KHz*, [www.conwin.com](http://www.conwin.com)
- [14] M/A COM *Data sheet JH-6-4*, [www.macom.com](http://www.macom.com)
- [15] MINI-CIRCUITS *Data sheet ZSCJ-2-1*, [www.mini-circuits.com](http://www.mini-circuits.com)
- [16] ANALOG DEVICES *Data sheet AD96685*, [www.analog.com](http://www.analog.com)
- [17] ANALOG DEVICES *Data sheet AD53040*, [www.analog.com](http://www.analog.com)
- [18] BURR – BROWN *Data sheet SHC298*, [www.ti.com](http://www.ti.com)



# **RESUME ET MOTS CLES**

## **Caractérisation de l'intensité d'un faisceau d'ions lourds par mesure de sa composante électromagnétique haute fréquence**

Mémoire d'ingénieur C.N.A.M., Caen 2002

---

Comme tout accélérateur de particules, le GANIL (Grand Accélérateur National d'Ions Lourds) doit être réglé et surtout surveillé en temps réel.

Cette surveillance du faisceau est obtenue par mesure de son intensité. Cette mesure est assurée par des transformateurs d'intensité basses fréquences (TI-BF). Le mode de fonctionnement de ces capteurs génère une perte de 9% de faisceau. De plus, ces capteurs mesurent difficilement les faibles intensités.

De plus en plus à la recherche d'événements rares, les physiciens réclament plus d'intensités faisceau augmentant ainsi la probabilité d'apparition de ces événements. Le projet T.H.I. (Transport des Hautes Intensités) et le projet S.P.I.R.A.L. (Source de Production d'Ions Radioactifs Accélérés en Ligne) prévoient des puissances de faisceau de 6KW, limitées à 400W en mode normal. A haute énergie de faisceau, de telles puissances peuvent engendrer une détérioration matérielle. Les systèmes de sécurité doivent se déclencher instantanément. Les TI-BF sensibles aux chocs mécaniques (basses fréquences) ne répondent pas à ces exigences.

Les transformateurs d'intensité hautes fréquences (TI-HF) sont capables de mesurer les paquets d'ions. Cette caractéristique permet de supprimer la perte de 9% de faisceau. De même, leur temps de réponse répond aux exigences de déclenchement des sécurités. Enfin, les TI-HF ont une dynamique supérieure aux TI-BF.

---

Mots clés : Transformateur d'intensité – Mesure d'intensité – Capteur magnétique – Mesure non interceptive – Diagnostique de faisceau – Transformateur RF

Keywords : Current transformer – Intensity measurement – Magnetic sensor – non interceptive measurement – Beam diagnostic – RF transformer